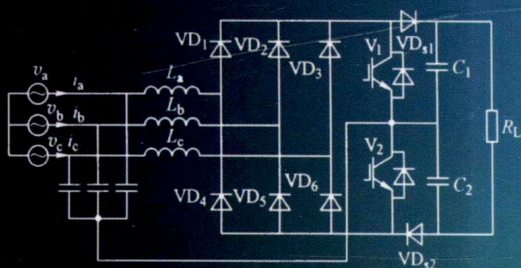


“十二五”国家重点图书出版规划项目

电力电子

新技术系列图书

New Technology Series in
Power Electronics



◎ 徐德鸿 李睿 刘昌金 林平 编著

现代整流器技术 ——有源功率因数 校正技术

XIANDAI ZHENGLIUQI JISHU
YOUYUAN GONGLV YINSHU
JIAOZHENG JISHU



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

“十二五”国家重点图书出版规划项目
电力电子新技术系列图书

现代整流器技术—— 有源功率因数校正技术

徐德鸿 李 睿 刘昌金 林 平 编著



机械工业出版社

本书系统地介绍了功率因数校正电路的原理和应用技术。书中详细介绍了单相功率因数校正电路原理及控制方法（包括 CCM 单相 Boost 型功率因数校正电路、CRM 单相 Boost 型功率因数校正电路、交错并联功率因数校正电路、无桥型功率因数校正电路、低频开关功率因数校正电路）和三相功率因数校正电路原理及控制（重点介绍了电压型和电流型三相功率因数校正电路数学模型、锁相、PWM、控制技术）。此外，本书还介绍了软开关功率因数校正电路的原理，包括单相、三相有源箝位零电压开关功率因数校正电路。

本书可作为电气工程与自动化专业、电子信息工程专业的高年级本科生、电气工程学科的研究生参考书，也可作为从事开关电源、变频器、UPS、工业电源等电力电子装置开发、设计工程技术人员的参考书。

图书在版编目（CIP）数据

现代整流器技术：有源功率因数校正技术/徐德鸿等编著. —北京：机械工业出版社，2013. 1

“十二五”国家重点图书出版规划项目
(电力电子新技术系列图书)

ISBN 978-7-111-40752-2

I. ①现… II. ①徐… III. ①整流器-功率因数校正
IV. ①TM461②TM714. 1

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2012）第 301999 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：孙流芳 责任编辑：孙流芳 罗 莉

版式设计：霍永明 责任校对：肖 琳 樊钟英

封面设计：马精明 责任印制：邓 博

北京机工印刷厂印刷 （三河市南杨庄国丰装订厂装订）

2013 年 3 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 19.25 印张 · 393 千字

0001—3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-40752-2

定价：49.80 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服中心：(010) 88361066 教材网：<http://www.cmpedu.com>

销售一部：(010) 68326294 机工官网：<http://www.cmpbook.com>

销售二部：(010) 88379649 机工官博：<http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线：(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

电力电子新技术系列图书

编辑委员会

主 任：王兆安

副主任：白继彬 牛新国 徐德鸿 杨 耕

委 员：(按姓名拼音字母排序)

白继彬	陈伯时	陈道炼	陈 坚	陈守良
陈治明	高艳霞	郭世明	黄耀先	康 勇
李崇坚	李永东	刘进军	吕征宇	牛新国
钱照明	阮新波	孙流芳	童宗鉴	王鸿麟
王旭东	王兆安	邬伟扬	肖湘宁	徐德鸿
徐殿国	杨 耕	杨 旭	余岳辉	张 波
张承慧	张为佐	张卫平	张 兴	赵善麒
赵争鸣	钟彦儒	周 波	周维维	查晓明

秘书组：陈守良 刘进军 孙流芳 罗 莉

电力电子新技术系列图书

序 言

电力电子技术诞生近半个世纪以来，使电气工程、电子技术、自动化技术等领域发生了深刻的变化，同时也给人们的生活带来了巨大的影响。

目前，电力电子技术仍以迅猛的速度发展着，新的电力电子器件层出不穷，新的技术不断涌现，其应用范围也不断扩展。不论在全世界还是在我国，电力电子技术都已造就了一个很大的产业群，如果再考虑到与电力电子技术相关的上游产业和下游产业，这个产业群就更加庞大了。与之相应，在电力电子技术领域工作的工程技术和科研人员的数量也相当庞大，且与日俱增。因此，组织出版有关电力电子新技术及其应用的系列书籍，以供广大从事电力电子技术的工程师和高等学校教师和研究生在工程实践中使用和参考，成为眼下的迫切需要。

在 20 世纪 80 年代，电力电子学会曾和机械工业出版社合作，出版过一套电力电子技术丛书，那套丛书对推动电力电子技术的发展起过积极的作用。最近，电力电子学会经过认真考虑，认为有必要以“电力电子新技术系列图书”的名义出版一系列著作。为此，成立了专门的编辑委员会，负责确定书目、组稿和审稿工作，向机械工业出版社推荐，仍由机械工业出版社出版。

本系列图书有如下特色：

1. 本系列图书属专题论著性质，选题新颖，力求反映电力电子技术的新成就和新经验，以适应我国经济迅速发展的需要。
2. 理论联系实际，以应用技术为主。
3. 本系列图书组稿和评审过程严格，作者都是在电力电子技术第一线工作的专家，且有丰富的写作经验。内容力求深入浅出，条理清晰，语言通俗，文笔流畅，便于阅读学习。

本系列图书编委会中，既有一大批国内资深的电力电子专家，也有不少已崭露头角的青年学者，其组成人员在国内具有较强的代表性。

希望广大读者对本系列图书的编辑、出版和发行给予支持和帮助，并欢迎对其中的问题和错误给予批评指正。

电力电子新技术系列图书
编辑委员会

前言

大量的用电器首先将交流 50Hz 的市电电能转换成直流电能，然后才加以使用。这种将交流电转换成直流电的装置通常称为整流器，也称为 AC-DC 电力电子变换器。作为用电器与电网接口，AC-DC 电力电子变换器广泛应用于计算机、通信、照明、家电、特种电源、电动机驱动、不间断电源、光伏和风力等新能源发电用变换器等场合。

传统 AC-DC 电力电子变换器由二极管或晶闸管整流电路构成，产生大量的电力谐波，造成电力环境的谐波污染和电能的浪费，并影响电网安全运行，成为电力公害。为维护良好的电力环境，许多国家和国际组织制定了限制电力谐波标准。自 20 世纪 90 年代起，高性能 AC-DC 电力电子变换器的研究开发引起国内外广泛的关注，出现了有源功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）技术。它采用现代电力电子器件，如功率 MOSFET、IGBT、IGCT 等，并结合脉宽调制（PWM）控制技术，使得用电器仅从电网取用正弦波电流，即用电器具有单位功率因数，一般称这样的 AC-DC 电力电子变换器为有源功率因数校正变换器，简称 PFC 变换器。随着人们对电能质量和电力环境的意识的逐步增强，有源功率因数校正技术将获得更广泛的应用。

本书共分为 8 章。第 1 章在讨论传统整流器对电网的谐波干扰和谐波危害的基础上，介绍了谐波标准和电磁兼容标准，简要介绍了两种谐波抑制原理，即被动式抑制电力电子装置谐波的方法和有源功率因数校正技术，重点介绍了功率因数校正电路的概念，还简要说明了软开关功率因数校正电路的概念。第 2 章介绍了电力电子变换电路基础，包括基本变换电路及调制方式。第 3 章介绍了单相有源功率因数校正电路原理及控制方法，包括 CCM 单相 Boost 型功率因数校正电路、CRM 单相 Boost 型功率因数校正电路、交错并联功率因数校正电路、无桥型功率因数校正电路、低频开关功率因数校正电路。第 4 章介绍三相功率因数校正电路原理及控制方法，包括单开关、双开关、三开关、六开关三相功率因数校正电路。第 5 章在分析三相三线和三相四线 PWM 整流器的数学模型的基础上，介绍了相应的控制策略，还介绍了三相 PWM 整流器的电网锁相方法。第 6 章介绍了三相电流型 PWM 整流器的工作原理，给出了电流型整流器的数学模型、PWM 控制技术，还介绍了四种常用的电流型整流器的控制方法。第 7 章介绍软开关功率因数校正技术，包括单相、三相软开关功率因数校正技术。在三相软开关电路方面，介绍了直流侧和交流侧软开关电路。第 8 章详细分析了有源箝位软开关功率因数校正电路，主要包括复合有源箝位零电压开关（ZVS）单相 PFC 电路、最小电压有源箝位 ZVS 单相 PFC

电路、复合有源箝位 ZVS 三相 PFC 电路和最小电压有源箝位 ZVS 三相 PFC 电路，还详细介绍了各种电路的工作原理、谐振过程分析、软开关实现条件分析和开关应力分析。

本书可作为电气工程与自动化专业、电子信息工程专业的高年级本科生、电气工程学科的研究生参考书，也可作为从事开关电源、变频器、工业电源等电力电子装置开发、设计工程技术人员的参考书。

徐德鸿制定了本书的章、节目录和编写大纲，并撰写了前言、第 1 章、第 3 章、第 4 章，并负责全书的统稿。李睿撰写了本书第 5 章、第 7 章、第 8 章。刘昌金撰写了本书第 6 章，林平撰写了本书第 2 章。

在本书的编写过程中，得到柳绪丹、马智远等的大力支持，本书还引用了国内外许多专家、学者的著作、论文等文献，在此向他们表示衷心的感谢。

由于作者水平有限、所见资料有限，书中难免有疏漏和不妥之处，恳切希望读者批评指正。

作 者

目 录

电力电子新技术系列图书序言

前言

绪论 1

第 1 章 有源功率因数校正技术

基础 8

1.1 整流电路及谐波 8

1.2 谐波的危害 10

1.3 功率因数、谐波、电磁干扰及标准 11

1.4 谐波抑制方法 14

1.4.1 被动式谐波抑制方法 14

1.4.2 有源功率因数校正方法 15

1.5 功率因数校正电路 17

1.5.1 单相功率因数校正电路 17

1.5.2 三相功率因数校正电路 19

1.6 软开关 PFC 20

1.6.1 软开关的概念 20

1.6.2 软开关 PFC 电路 23

1.7 本章小结 27

参考文献 28

第 2 章 电力电子变换电路基础 30

2.1 DC-DC 变换器 30

2.1.1 降压型 DC-DC 变换器 30

2.1.2 升压型 DC-DC 变换器 34

2.1.3 升降压型 DC-DC 变换器 38

2.1.4 隔离型变换器 42

2.2 DC-AC 变换器——逆变器 49

2.2.1 单相逆变器 49

2.2.2 脉宽调制 (PWM) 控制 51

2.2.3 三相逆变器 53

2.2.4 空间矢量调制 (SVM) 工作原理 55

2.3 AC-DC 变换器——功率因数校正

电路 56

2.3.1 有源功率因数校正电路

分类 56

2.3.2 有源两级 PFC 变换技术 56

2.3.3 有源单级 PFC 变换技术 58

2.4 本章小结 62

参考文献 62

第 3 章 单相有源功率因数校正 63

3.1 单相有源 PFC 原理 63

3.1.1 电阻负载模拟 63

3.1.2 电力电子变换器与有源 PFC 64

3.2 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器 68

3.2.1 电路原理分析 69

3.2.2 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制 74

3.3 DCM 单相 Boost 型 PFC 变换器 78

3.3.1 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器电路分析 81

3.3.2 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制 85

3.4 其他单相 PFC 变换技术 87

3.4.1 无桥型 PFC 变换电路 87

3.4.2 低频开关 PFC 变换电路 87

3.4.3 窗口控制 PFC 变换电路 91

3.5 本章小结 93

参考文献 93

第 4 章 三相有源功率因数校正 96

4.1 三相单开关 Boost 型 PFC 电路及控制 96

4.1.1 工作原理 96

4.1.2 三相单开关 PFC 电路的控制 103

4.2 三相六开关 PFC 电路及控制 105

4.3 其他三相 PFC 电路	108
4.3.1 三相双开关 PFC 电路	108
4.3.2 三相三开关三电平 PFC 电路	109
4.3.3 电流型三相 PFC 电路	110
4.4 本章小结	110
参考文献	111

第 5 章 三相六开关电压型 PWM

整流器的控制

5.1 三相三线 PWM 整流器原理 分析	113
5.1.1 三相三线 PWM 整流器的 工作原理	113
5.1.2 三相三线 PWM 整流器的空间 矢量坐标系下的数学 模型	125
5.2 三相三线 PWM 整流器的电流 控制	134
5.2.1 三相三线 PWM 整流器的 间接电流控制	134
5.2.2 三相三线 PWM 整流器的 直接电流控制	135
5.2.3 基于同步旋转坐标系的三相 三线 PWM 整流器的直接 电流控制	136
5.2.4 考虑电网电压不平衡时的 改进控制方法	141
5.3 三相四线 PWM 整流器的数学 模型和控制	153
5.3.1 三相四线 PWM 整流器的 数学模型	154
5.3.2 三相四线 PWM 整流器的 控制	163
5.4 交流电源锁相技术	171
5.4.1 硬件锁相环	174
5.4.2 软件锁相环	176
5.5 本章小结	184
参考文献	184

第 6 章 三相电流型 PWM

整流器

6.1 三相电流型 PWM 整流器原理 ...	189
6.1.1 三相电流型整流器的工作 原理	189
6.1.2 abc 静止坐标系下的三相电流 型 PWM 整流器的数学 模型	192
6.1.3 dq 旋转坐标系下三相电流 型 PWM 整流器的数学 模型	194
6.1.4 稳态分析	196
6.1.5 三相电流型 PWM 整流器的 交流小信号模型	198
6.2 三相电流型 PWM 整流器的调制 技术	199
6.2.1 电流型 SPWM 驱动信号的 分配原理	199
6.2.2 电流型 PWM 整流器的空间 矢量调制 (SVM) 技术	200
6.3 三相电流型 PWM 整流器的 控制	203
6.3.1 abc 静止坐标系下的间接 电流控制原理	203
6.3.2 abc 静止坐标系下的直接 电流控制原理	205
6.3.3 dq 旋转坐标系下的直接电流 控制原理	209
6.3.4 基于调制比和相位角的电流 型整流器控制原理	211
6.4 本章小结	214
参考文献	214

第 7 章 软开关有源功率因数校正

技术

7.1 PFC 软开关技术的意义	216
7.2 软开关单相功率因数校正器	217
7.2.1 几种常见的单相软开关 PFC 变换器拓扑	219
7.2.2 复合有源箝位 ZVS 单相 PFC 变换器	230

7.2.3 最小电压有源箝位 ZVS 单相 PFC 变换器	233	变换器	261
7.3 软开关三相 PFC 变换器	234	8.2.1 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作原理 分析	262
7.3.1 几种常见的三相软开关 PFC 变换器拓扑	234	8.2.2 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的谐振过程 分析	265
7.3.2 复合有源箝位 ZVS 三相 PFC 变换器	244	8.2.3 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的稳态分析	268
7.3.3 最小电压有源箝位 ZVS 三相 PFC 变换器	246	8.3 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器	271
7.4 本章小结	247	8.3.1 改进的复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器空间矢量 调制方法	273
参考文献	247	8.3.2 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器理论分析	277
第 8 章 ZVS 有源箝位软开关 功率因数校正器	251	8.4 最小电压有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器	290
8.1 复合有源箝位 ZVS 单相 Boost 型 PFC 变换器	251	8.5 本章小结	293
8.1.1 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作原理分析	252	参考文献	293
8.1.2 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的谐振过程分析	255		
8.2 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC			

绪 论

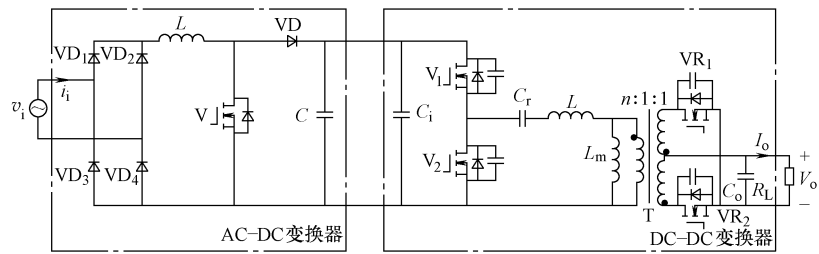
电能具有传输、分配、使用方便的特点，是目前最广泛使用的能源形式。为了满足各种用电负载或设备的要求，或者为了提高电能使用的效率，许多用电器首先将交流 50Hz 的市电通过 AC-DC 功率变换器变换成直流电能，然后再转换成其他电压等级的直流或其他频率的交流电能。这种将交流 50Hz 的市电转换成直流电压的装置通常称为整流器，也被称为 AC-DC 功率变换器。作为用电器与电网接口，AC-DC 功率变换器广泛应用于计算机电源、通信电源、节能灯、LED 照明系统、家用电器、电动机驱动变频器、不间断电源、光伏和风力发电变换器、工业电源等场合。

传统 AC-DC 电力电子变换器由二极管或晶闸管组成的整流电路构成，工作时会产生大量的电力谐波，因此造成电力环境的谐波污染和电能的浪费，成为电力公害。保证电网的安全、优质、经济运行，维护良好的电力环境，许多国家和国际组织制定了限制电力谐波标准。自 20 世纪 90 年代起，高性能 AC-DC 电力电子变换器的研究开发引起人们的广泛关注。高性能 AC-DC 电力电子变换器采用电力电子器件，如功率金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）或绝缘栅双极型晶体管（IGBT）等，并且应用脉宽调制（PWM）控制技术，使电网输入的电流逼近正弦波和单位功率因数，一般将这样 AC-DC 电力电子变换技术称为有源功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）技术，称这样的 AC-DC 电力电子变换器为有源 PFC 变换器，随着人们对电能质量和电力环境意识的逐步强化，有源 PFC 变换器将获得更加广泛的应用，它是整流器发展的方向。

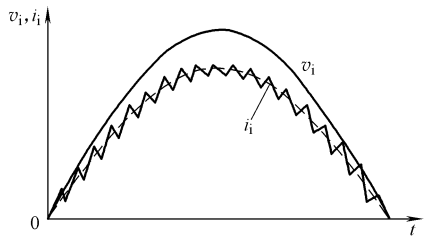
1. 有源 PFC 变换器的用途

图 0-1 是表示通信基础电源的示意图。它由前级功率因数校正（PFC）变换器和 DC-DC 变换器构成，如图 0-1a 所示。前级 PFC 变换器实现输入电流的功率因数校正，使电网输入的电流逼近正弦波和单位功率因数。后级 DC-DC 变换器实现电隔离，同时实现高精度的输出。PFC 变换器有两个功能，保证 PFC 单元输入电流跟踪输入电网电压变化，逼近正弦波，以实现通信基础电源输入功率因数为 1，如图 0-1b 所示。此外，PFC 变换器的另一个功能是使输出直流电压稳定，为后级 DC-DC 变换器提供稳定的电压输入。

图 0-2 为不间断电源（UPS）的示意图。当市电正常时，交流市电通过前级 AC-DC 电力电子变换器变换成直流电能，一边通过逆变器向负载供电，另一边向电池充电。这里前级 AC-DC 电力电子变换器有两个功能，一个功能是实现功率因数校正，即使电网输入的电流逼近正弦波和功率因数为 1；另一个功能是输出稳定



a) 通信基础电源功率变换原理电路



b) 输入电流跟踪输入电网电压变化波形

图 0-1 通信基础电源的电路及输入电压、电流波形

的直流电压，供给后级逆变器。在市电正常时，输入电能通过 AC-DC 整流器和 DC-AC 逆变器处理再供给负载，因此对电网干扰具有很好的抑制能力。在市电故障时，蓄电池的电能经逆变器逆变成交流电能，供给负载。如果逆变器出现故障，通过旁路静态开关切换到电网，由电网直接向负载供电。

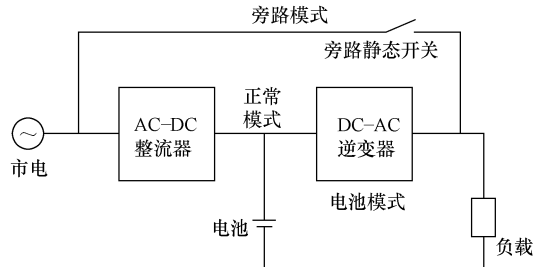


图 0-2 不间断电源的示意图

图 0-3 为用于电动机驱动变频器的示意图。变频器由前级 AC-DC 电力电子变换器和逆变器构成。前级 AC-DC 功率变换器的作用实现三相功率因数校正，同时稳定中间直流电压，最后由逆变器将直流电压转换成频率和输出电压基波幅度可变

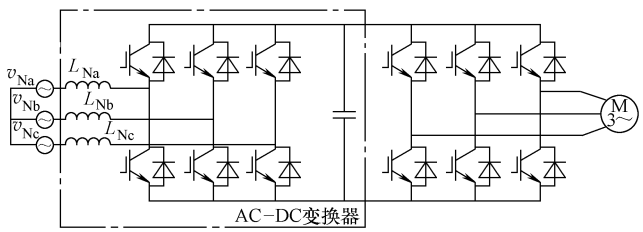


图 0-3 电动机驱动变频器

的电，供给电动机以满足电动机调速的目标。异步电动机的调制方式有恒压频比（ V/f ）控制、转差频率控制、矢量控制、直接转矩控制等。

风力发电输出功率与风速有关，为获得最大功率，要求风力机的速度可变，使它根据运行条件而变化。图 0-4 为双馈风电机组示意图，双馈发电机定子接入电网，通过变频器控制双馈发电机的转子绕组电压幅度和频率，以调节发电机转子速度，最终实现风力机的最大风能捕获。这里驱动双馈发电机的变频器也是由前级 AC-DC 电力电子变换器和逆变器构成。前级 AC-DC 电力电子变换器的作用实现三相功率因数校正，同时稳定中间直流电压。对于双馈风电机组要求前级 AC-DC 电力电子变换器能够实现能量双向流动，而且在电网发生故障时，功率因数需要可控，以满足故障穿越的要求。

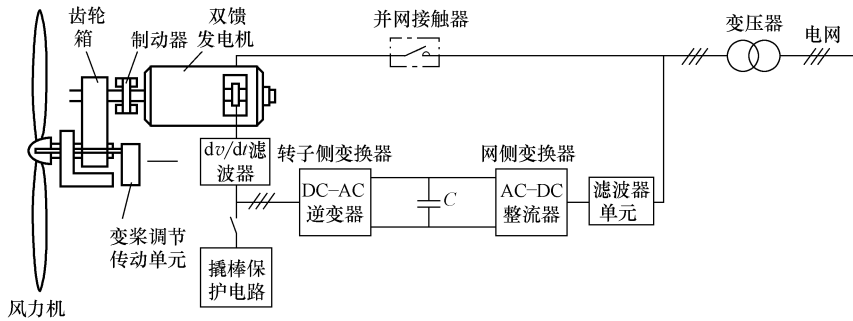


图 0-4 双馈风电机组示意图

2. 有源 PFC 变换电路分类

PFC 技术按照是否采用有源电力电子器件可以分为无源 PFC 技术和有源 PFC 技术两大类。利用电感电容等无源器件组成滤波器来减少谐波，以提升功率因数的方法被称作无源 PFC 技术。无源 PFC 技术存在体积和重量较大、功率因数提升效果不理想等问题。引入功率 MOSFET 或 IGBT 等电力电子开关器件，通过对电力电子开关器件的 PWM 控制，使得网侧输入交流电流跟踪输入电网电压正弦波，实现高功率因数的方法则称为有源 PFC 技术。本书重点介绍有源 PFC 技术。

图 0-5 所示为采用有源 PFC 的开关电源的示意图。它由前级 PFC 变换器和后级 DC-DC 变换器构成。前级 PFC 变换器实现输入电流正弦化，而后级 DC-DC 变换器实现输出电压的高精度和快速响应。前级 PFC 电路将交流输入电压转换为直流母线电压，通常为 400V 左右，同

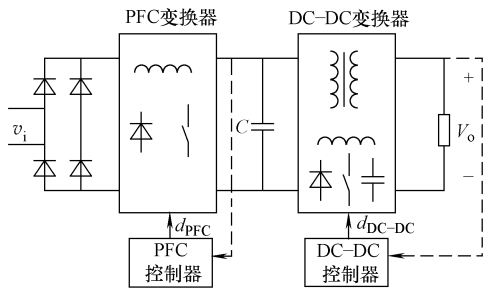


图 0-5 开关电源的示意图

时控制网侧输入电流跟踪输入正弦电压，实现高输入功率因数。后级 DC-DC 变换器电路将 400V 直流母线电压精确地调节为所需的直流电压，并且可以获得较快的动态响应。

两级 PFC 结构可以实现较高的功率因数，且可以获得较高精度的输出电压，但是电路中使用器件较多。于是出现了单级 PFC 变换器的概念，将 PFC 变换器与 DC-DC 变换器合二为一，简化了电路。但是单级 PFC 拓扑存在电压电流应力较大、效率偏低的问题，适合于小功率且输出性能要求较低的场合。因此，目前许多电力电子装置设计一个前级 AC-DC 变换器，专门用于实现 PFC。

从理论上讲，基本 DC-DC 变换器拓扑都可以用来作为有源 PFC 电路，图 0-6 给出了 Boost（升压）型变换器、Buck（降压）型变换器及 Buck-Boost（升降压）型变换器构成的单相 PFC 电路。但由于 Boost 型变换器输入电流连续，易于实现较高的功率因数，对电磁干扰（EMI）滤波器要求较小，且开关管源极接地而便于驱动电路设计，另外 Boost 型变换器的电能变换效率也较高，是目前应用最为广泛的 PFC 电路。

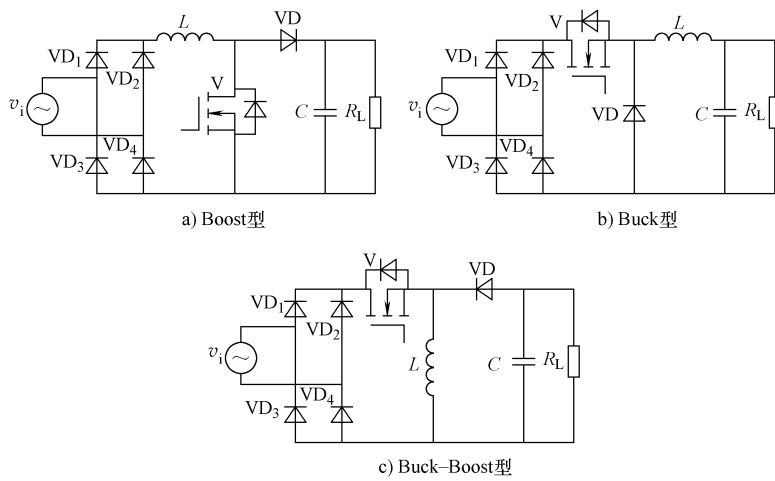


图 0-6 单相有源 PFC 变换器

在 Boost 型 PFC 电路的基础上，又出现交错并联 Boost 型 PFC 电路、无桥 PFC（Bridgeless PFC）电路、单级 PFC（Single Stage PFC，S²PFC）电路。表 0-1 给出了单相有源功率因数校正电路分类。

常用的 PFC 电路控制方法有平均电流控制、峰值电流控制、电流滞环控制、电压跟踪控制、单周期控制等方法。PFC 控制策略按照电感电流特性，还可以分为电感电流连续模式（Continue Current Mode，CCM）、电感电流断续模式（Discontinue Current Mode，DCM）和介于两者之间的电感电流临界模式（Critical Current Mode，CRM）。

表 0-1 单相有源功率因数校正电路分类

分类	特点	用途
Boost 型 PFC 电路	输入滤波电感小,输出直流电压大于输入交流电压幅值	应用广泛,如计算机电源、通信电源、工业电源、家用电器
Buck 型 PFC 电路	具有输出降压功能,滤波元件大	特殊场合
交错并联 Boost 型 PFC 电路	功率密度较高	服务器电源、通信电源、液晶电视电源
无桥型 PFC 电路	功率器件通态损耗减少	服务器电源、通信电源等
单相三电平 PFC 电路	功率器件电压应力低,效率高	服务器电源、通信电源等
单级 PFC 电路	电路元器件少,但效率较低	小功率充电器、家用电器

大功率的场合通常采用三相电路，于是出现了三相 PFC 电路。三相 PFC 电路及控制技术吸取了单相的思想。三相单开关 PFC 电路可以看成是单相电流断续 Boost 型 PFC 电路在三相电路中的延伸，如图0-7 所示。三相单开关 PFC 电路输出电压与参考电压的误差经过比例积分（PI）调节器放大后，与三角波比较获得 PWM 脉冲，对功率器件 V 进行开关的动作。三相单开关 PFC 电路仍存在较大的输入电流畸变，于是出现了一些改进方法，如注入谐波的方法通过开关管的控制脉宽微调，从而减小电流总谐波畸变率（THD）值，将两个三相单开关 PFC 的交错（Interleaving）并联的方法也减小输入电流的 THD 等。

在三相电路中，三相电流总共有两个自由度，而三相单开关 PFC 中只使用了一只开关管对电流进行控制，不能有效地控制输入的各相电流，因此仍存在较大的输入电流畸变。可以通过增加一只开关管提高对输入三相电流波形的控制性。图 0-8 为三相双开关 PFC 电路。通过输入端 Y 联结的三个电容构成的中点与输

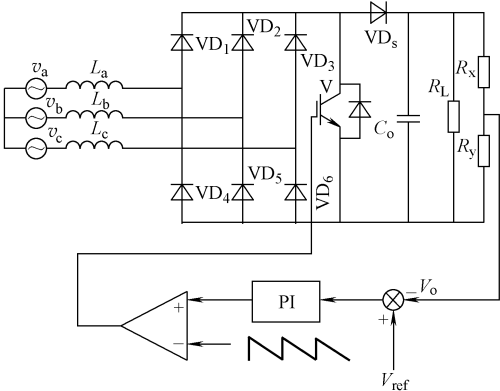


图 0-7 三相单开关 PFC 电路

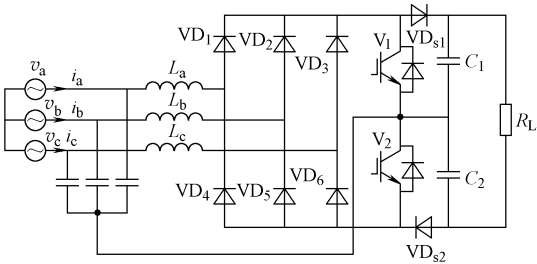


图 0-8 三相双开关 PFC 电路

出电容的中点相连接，构成上下两个三相半桥式电路，分别由开关 V_1 、 V_2 进行控制。该电路可以工作在 CCM 或 DCM，在 CCM 时，THD 较小。

为进一步减小输入电流的 THD，可以进一步增加开关管的数目。图 0-9 为三相六开关 Boost 型 PFC 电路。采用正弦脉宽调制或空间矢量调制，三相输入电流可以控制成对称的正弦波，因此三相六开关电压型 PFC 电路可以实现理想的功率因数校正。

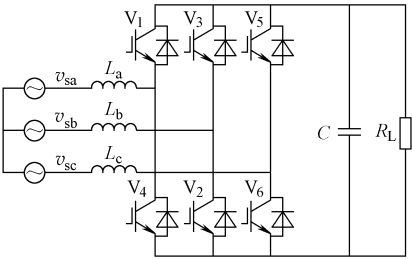
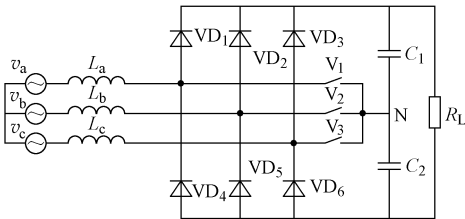
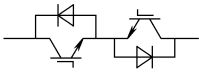


图 0-9 三相六开关 Boost 型 PFC 电路

三相三电平 T 型 PFC 电路如图 0-10a 所示，其中开关管 V_1 、 V_2 、 V_3 是双向开关。由于电路的对称性，电容中点电位 V_N 与电网中点的电位近似相同，三相解耦成三个单相 PFC 电路，可以通过双向开关 V_1 、 V_2 、 V_3 实施对应相的输入电感电流的控制。因此该电路也可以实现理想的功率因数校正功能。三相三电平 T 型 PFC 电路在变换效率方面具有一定优势。双向开关可以通过两个开关反向串联得到，如图 0-10b 所示。



a) 三相三电平T型PFC电路



b) 双向开关

图 0-10 三相三电平 T 形 PFC 电路

三相 PFC 电路的拓扑有很多种，各种拓扑的性能各有差异，要根据应用要求，选择合适的三相 PFC 电路的拓扑。表 0-2 为三相有源 PFC 分类。

表 0-2 三相有源 PFC 电路分类

分类	功率器件数量	特点	用途
三相单开关 PFC 电路	功率开关器件 $V:1$ 二极管 $VD:6+1$	功率因数要求不高的场合	适用小功率不间断电源 (UPS)、变频器、工业电源
三相双开关两电平 PFC 电路	功率开关器件 $V:2$ 二极管 $VD:6+2$	对功率因数要求不高的场合	适用中功率容量 UPS、变频器、工业电源
三相六开关 Boost 型 PFC 电路	功率开关器件 $V:6$	适用大功率应用，可获得单位功率因数	适用大功率 UPS、变频器、风电变流器、高压直流 (HVDC) 输电

(续)

分类	功率器件数量	特点	用途
三相三电平 T 型 PFC 电路	功率开关器件 V:6 二极管 VD:6	功率器件动态损耗小,滤波电感小,可获得单位功率因数,但使用功率器件多	适用通信电源、中大功率 UPS
三相三电平中点箝位 (NPC) PFC 电路	功率开关器件 V:12 二极管 VD:6	功率器件动态损耗小,滤波电感小,可获得单位功率因数,但使用功率器件多	适用 UPS、中压变频器
三相电流型 PFC 电路	功率开关器件 V:6 二极管 VD:6	输出电压调节方便,但滤波电感较大,可获得单位功率因数	大功率变频器、超导储能
维也纳 PFC 电路	功率开关器件 V:3 二极管 VD:18	电路的效率、功率密度较高,可获得单位功率因数,但使用较多的二极管	适用中等功率通信电源、UPS、工业电源
软开关三相 PFC 电路		电路的效率、功率密度高,可获得单位功率因数	适用通信电源、中大功率 UPS、航空电源等

三相 PFC 电路除可以实现 PFC 外,并具有稳定直流输出的能力,输出电压不会因输入电网电压波动而变化,这样对后级电路创造了良好的工作条件,与二极管整流电路相比有显著的优势。

为了减少开关管切换过程的损耗、提高效率,出现了软开关 PFC 电路。

随着人们对电能质量意识的增强,PFC 技术将获得更加广泛的应用。

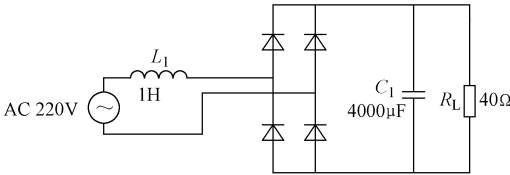
第1章 有源功率因数校正技术基础

1.1 整流电路及谐波

电力电子技术已广泛应用到电力、冶金、化工、煤炭、通信、家用电器等领域。电力电子装置多数通过整流器与电网接口，传统整流器是由二极管或晶闸管组成的，但是它存在如下缺点：①输入电流谐波含量高；②从电网吸取无功功率，输入功率因数低。

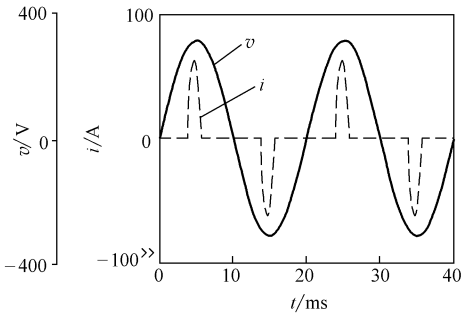
整流电路分为晶闸管相控整流电路、二极管整流电路、由晶闸管和二极管组合构成的半控型整流电路。直流侧带感性负载的整流电路所产生的谐波污染和功率因数滞后已为人们所熟悉，输入网侧电流接近一个方波，电流畸变严重，在网侧产生大量的谐波电流。直流侧带电容滤波的整流电路也在实际中经常采用，如个人计算机、电视机和音响等家用电器、变频器、不间断电源、感应加热电源等，它们在网侧也产生大量的谐波电流，造成了谐波污染。

我们以直流侧带电容滤波的二极管整流电路的网侧谐波问题为例，做一个简单的讨论。图 1-1a 所示的单相整流电路，直流侧由一个电容和一个电阻并联构成，网侧电流波形呈脉冲形，如图 1-1b 所示，整流电路网侧输入电流严重畸变，包含大量的相当幅度谐波，如图 1-1c 所示。同时，在电压的幅值附近，由于对电容脉冲充电，整流器输入电压被直流侧电容电压箝位，整流器输入电压变得平坦，造成输入电网电压畸变。直流侧带电容滤波的三相整流电路和网侧电压电流波形如图 1-2a, b 所示，网侧输入电流也严重畸变，包含大量的高幅度谐波，如图 1-2c 所示。

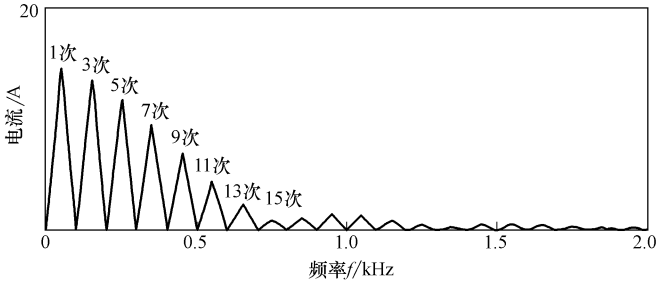


a) 单相整流电路

图 1-1 单相整流电路和网侧电压、电流波形

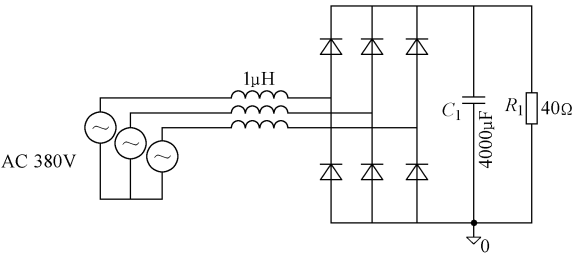


b) 电源电压和进线电流波形

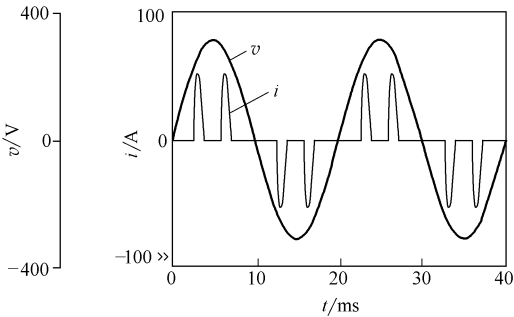


c) 进线电流的频谱分析

图 1-1 单相整流电路和网侧电压、电流波形（续）



a) 三相整流电路



b) 电源相电压和相电流波形

图 1-2 三相整流电路和网侧电压、电流波形

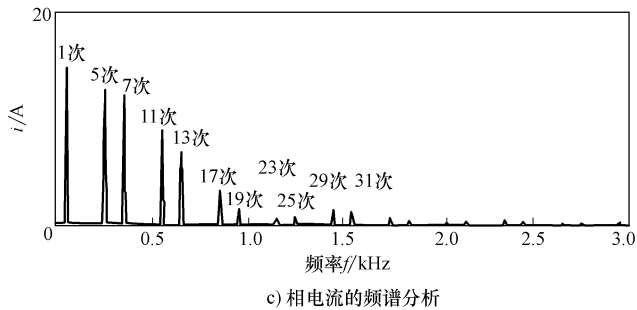


图 1-2 三相整流电路和网侧电压、电流波形（续）

1.2 谐波的危害

电力电子设备等非线性装置，除消耗大量的无功功率，还会产生大量的谐波电流。谐波和无功功率是关系电网效率的两个重要指标。它们对电网或相关设备产生严重的影响。无功功率分为基波无功功率和谐波无功功率。无功功率对公用电网的影响主要表现在：①无功功率的增加导致电流视在功率的增大，使发电机、变压器等电气设备容量利用率下降，同时设备及线路损耗增加。②线路及变压器的电压降增加，如果是冲击性负载，还会使电压产生剧烈波动，严重影响电网的供电质量。谐波对公用电网和其他系统的危害大致有：

1) 使电网中的元件带来附加的谐波损耗，如使电动机附加损耗、发热增加，过载能力和效率降低，产生脉动转矩。降低了发电、输电及用电设备的效率，大量的 3 次谐波电流流过中性线会导致中性线过热甚至引发火灾。

2) 使用户端的电压波形产生严重的畸变，影响电气设备的正常工作。谐波使电容器、电缆等设备过热、绝缘老化，寿命缩短，以致损坏。

3) 易使电网中用于补偿无功功率的电容器发生局部并联或串联谐振，造成过电压或过电流，使电容器绝缘老化，甚至引起严重事故。

4) 导致继电保护和自动装置的误动作，并使电气测量仪表计量不准，影响计量准确度。

5) 对临近的通信系统产生干扰，降低通信质量，甚至使通信系统无法正常工作。

谐波还引起电磁干扰。开关切换的电流、电压波形的上升或下降沿包含丰富的高频谐波分量，它们对周围的电气、电子设备或者电网中的设备可能造成干扰。电磁干扰可以分为两种：

1) 传导干扰：是指通过导线或电源传递至附近设备的电磁干扰。

2) 辐射干扰：是指通过空间传播至附近设备的电磁干扰。

传导干扰又可分为差模干扰和共模干扰。差模干扰不通过接地线，而通过输入电源线传输，并能够通过输入电源线路测量，如图 1-3 所示。共模干扰只能通过从接地线到一条输入电源线测量得到，噪声电流实际上由接地导线流出。

差模电压为

$$V_d = V_1 - V_2 \quad (1-1)$$

差模电流为

$$I_d = (I_1 - I_2)/2 \quad (1-2)$$

共模电压为

$$V_c = (V_1 + V_2)/2 \quad (1-3)$$

共模电流为

$$I_c = I_1 + I_2 \quad (1-4)$$

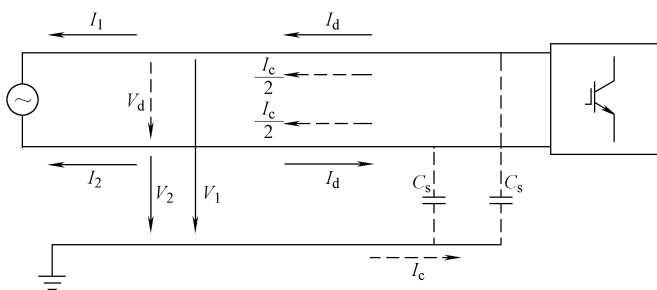


图 1-3 差模干扰和共模干扰

1.3 功率因数、谐波、电磁干扰及标准

电压和电流的总谐波畸变率的定义是一致的，它以电压（电流）的总谐波的有效值除以基波有效值，电压和电流的 THD 表示如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} THD_{(V)} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \\ THD_{(I)} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% \end{array} \right. \quad (1-5)$$

式中， $V_1(I_1)$ 和 $V_h(I_h)$ 分别为电压（电流）基波和 h 次谐波的有效值。

在公用电网中，电网电压的波形畸变率很小，通常假设电网电压为标准的正弦波。此时功率因数的定义为

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos \theta_1 = \nu \cos \theta_1 \quad (1-6)$$

式中， θ_1 是电压基波与电流基波的夹角， $\cos \theta_1$ 称为位移因数或基波功率因数； ν 为基波因数：

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (1-7)$$

可见，功率因数是由基波因数和位移因数共同决定的。

为了抑制谐波，保证电网的安全、优质、经济运行，许多国家和国际组织都制定了相应的标准。我国于 1994 年开始实施（GB/T 14549—1993）《电能质量—公用电网谐波》标准。标准规定了电网标称电压为 0.38/6/10/35/110kV 公用电网中的电压总畸变率以及公共连接点的用户注入谐波电流的上限。在国际上，美国电气与电子工程师学会（IEEE）和国际电工委员会（IEC）制定了一系列的谐波标准，有的是针对公用电网接点电压的谐波，有的是针对用户向电网注入的电流谐波，有的针对用电设备的电流谐波。这些标准可以分为三类：

1) 用户和系统谐波限制标准

IEEE519-1992 IEC1000-2-2 IEC1000-3-6

2) 用电设备谐波限制标准

IEC1000-3-2 (<16A) IEC1000-3-4 (16 ~ 75A)

3) 谐波测量标准

IEC1000-4-7

在我国，IEC1000-3-2 标准已经等同地转化为国家标准 GB 1765.1—1998《低压电气及电子设备发出的谐波电流限值（设备每相输入电流≤16A）》。

在上面的标准中，IEC1000-3-2 和 IEC1000-3-4 对电压和电流的各次谐波分量都有具体的限制，因此影响最大。IEEE519 对各次谐波分量也有限制，但是它主要针对公共接点的谐波。对于输入电流在 16A 以下的电力电子设备，IEC1000-3-2 是必须满足的标准。IEC1000-3-2 列出了四类用电设备的谐波标准。表 1-1 列出了其中 A 类设备的谐波电流限值，表 1-2 列出了 D 类设备的谐波电流限制。

谐波还会引起电磁干扰。检测机构要同时检测电力电子装置辐射噪声和传导噪声。辐射噪声的检测是在离产品一个特定距离的地方放置一个校准天线和接收器，并在吉赫（GHz）区域内画出频谱。传导噪声测量需要在输入工频电源和被检测设备的电源输入线之间安装线路阻抗稳定网络（LISN）。图 1-4 为国际无线电干扰特别委员会（CISPR）标准推荐的干扰测试电路。

表 1-1 IEC1000-3-2 标准（对 A 类设备）

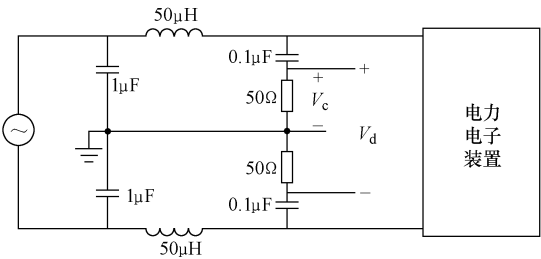
奇次	谐波次数	最大允许的谐波电流值/A
	3	2.30
	5	1.14
	7	0.77
	9	0.40
	11	0.33
	13	0.21
	$h = 15 \sim 39$	$0.15 \times 15/h$
偶次	2	1.08
	4	0.43
	6	0.30
	$h = 8 \sim 40$	$0.23 \times 8/h$

注：表中 h 为谐波次数。

表 1-2 IEC1000-3-2 标准（对 D 类设备）

谐波次数	每瓦最大允许谐波电流/mA	最大允许的谐波电流值/A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
$h = 13 \sim 39$ (只有奇次谐波)	$0.15 \times 15/h$	$0.15 \times 15/h$

国际上有许多关于电磁兼容的标准，如 CISPR、IEC、VDE（德国电气工程师学会）、FCC（美国联邦通信委员会）标准。它们规定了传导干扰的上限值。我国是 IEC 的成员国，相应地制定了电磁兼容的国家标准。图 1-5 给出了 CISPR、FCC 的传导干扰的上限值的标



准。原中国国家技术监督局于 1999 年 10 月 8 日以质技监局认发（1999）223 号文发布了《电磁兼容认证管理办法》。这表明中国在电磁兼容的管理和规范方面迈出了重要的一步，这也是中国电气产品走向全球所必需的通行证。

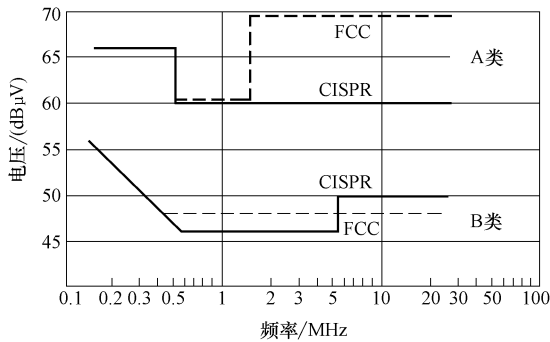


图 1-5 电磁兼容的标准

1.4 谐波抑制方法

抑制电力电子装置产生谐波的方法有两种：一种是被动式的方法，即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或补偿谐波；另一种是主动式方法，设计新一代高性能整流器，即对产生谐波的电力电子装置的拓扑和控制策略进行改进，使其产生较少的谐波，甚至不产生谐波，使得输入电流和输入电压同相，实现单位输入功率因数，即采用所谓的功率因数校正技术。

1.4.1 被动式谐波抑制方法

谐波抑制的传统方法是采用无源 LC 调谐滤波器。它是由电容器、电抗器和电阻器适当组合而成的滤波装置，与谐波源并联，起旁路谐波的作用，还可兼顾无功补偿的需要。 LC 调谐滤波器具有结构简单、设备投资成本低等优点。但无源 LC 调谐滤波器存在补偿特性易受电网阻抗、频率和运行状态的影响，有时会引发并联谐振，导致谐波放大，使 LC 调谐滤波器过载甚至烧毁。无源 LC 调谐滤波器在实际系统中已经得到广泛的应用，但是无源 LC 调谐滤波器也存在明显的缺陷，它对负载变化的适应性较差，另外滤波器的体积和重量较大。

被动式谐波抑制的另一种方法是采用有源电力滤波器（Active Power Filter, APF）。APF 相当于一个谐波发生器，它能够产生与电网谐波大小相等、方向相反的谐波，以抵消电网的谐波。图 1-6 所示为一种并联 APF，其原理是从被补偿非线性负载中检测出谐波电流信号，然后由 APF 产生一个与该负载的谐波电流大小相等但极性相反的补偿电流，从而抵消由非线性负载产生的谐波电流，使电网电流只含有基波分量。APF 能够对频率、幅值变化的谐波进行动态跟踪补偿，且补偿特性不受电网阻抗的影响，因而受到关注。

一般，APF 是集中设置，对某一供电区域或者某些的非线性负载进行谐波补

偿, 而不可能对每台设备 (诸如计算机、电视机等这些量大面广但是单台功率较小的设备) 分别设置 APF, 因此补偿的效果不理想, 这些设备的谐波仍然会产生一定危害。采取主动式方法, 对电力电子整流装置的整流方式进行改进, 寻找能够实现高功率因数整流方式, 这才是解决谐波问题的根本方法。

1.4.2 有源功率因数校正方法

人们最早是采用电感和电容构成的无源滤波网络进行功率因数校正, 图 1-7a 所示的电路是在二极管整流桥前面串接一个 LC 组成的滤波器, 它可以使得整流桥中二极管的导通角增大, 从而使得电流波形得到改善。无源功率因数校正具有电路简单、工作可靠等特点, 但是滤波效果受电网和负载影响较大, 且滤波器体积、重量较大, 功率因数校正的效果不理想。

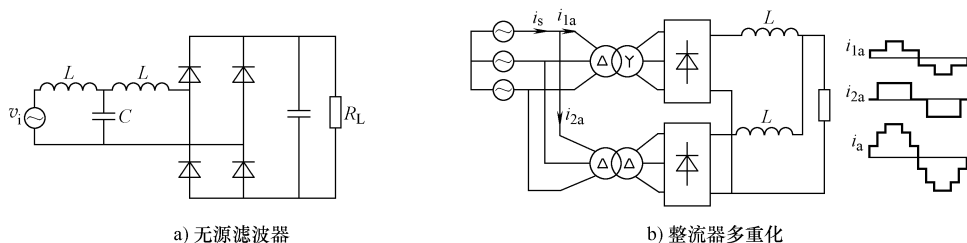


图 1-7 无源功率因数校正电路

在三相领域, 减少整流器产生的谐波, 经典的方法是采用多重化技术, 采用增加换流器的相数或者脉波数的方法。图 1-7b 所示为 12 脉波二极管整流电路, 通过两个 6 脉波整流器的交流侧电流波形分别通过移相变压器后再在网侧进行叠加, 可以消除 5 次和 7 次电流谐波。类似地, 采用 18 脉波整流器可以消除 5 次、7 次、11 次和 13 次电流谐波, 采用 24 脉波整流器可以消除 5 次、7 次、11 次、13 次、17 次和 19 次电流谐波。采用波形叠加的方法, 减小整流器输入低次电流谐波。

增加整流器的相数可以有效地消除低次特征谐波, 提高整流器的功率因数。将多重化技术和无源滤波器相结合, 可以取得更好的效果, 但是多重化存在变压器结构复杂, 体积和重量也比较大等问题。

从 20 世纪 80 年代中后期开始, 有源功率因数校正器成为电力电子技术研究的

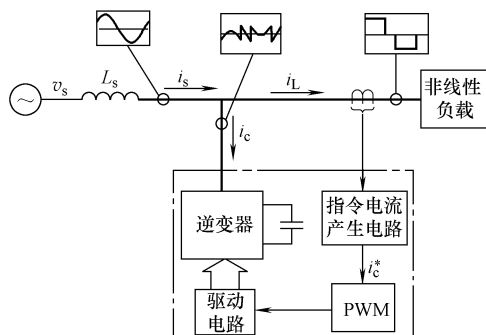


图 1-6 并联 APF

热点之一。下面以单相为例，介绍有源功率因数校正的概念。

对单相市电来说，桥式二极管整流器是一个非线性一端口网络，即使输入端加入正弦电压，输入电流也不是正弦波，这样功率因数就小于 1，如图 1-8a 所示。所谓有源功率因数校正是在桥式二极管整流器与输出直流负载之间插入一个由电力电子开关器件、电感、电容等元器件构成的子电路，通过对电力电子开关器件的 PWM 控制，使整流电路输入电流在一个工频周期中跟踪电网输入电压正弦波的变化，以实现功率因数校正，如图 1-8b 所示。

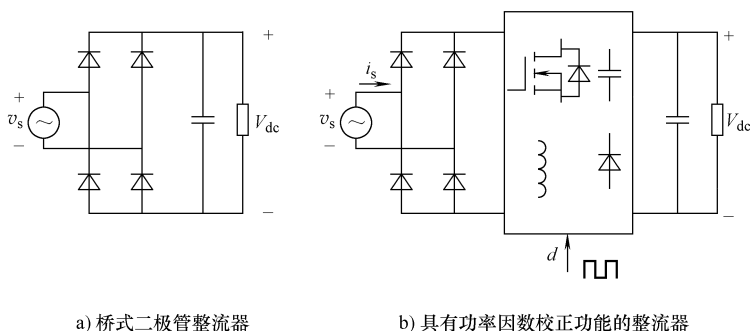


图 1-8 全桥式二极管整流器与有源功率因数校正

图 1-8b 所示为一个具有功率因数校正功能的整流器，实线框为插入的子电路，假定电网电压为

$$v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sin\omega t \quad (1-8)$$

如果通过对电力电子开关器件的 PWM 控制，可以使网侧输入电流 $i_s(\omega t)$ 在一个工频周期中能够跟踪电网输入电压 $v_s(\omega t)$ 正弦波的变化，即输入电流 $i_s(\omega t)$ 可表示为

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2}I_s \sin\omega t \quad (1-9)$$

这样，输入电流 $i_s(\omega t)$ 是一个与电网电压 $v_s(\omega t)$ 同相位的一个正弦波，就可实现单位功率因数，如图 1-9 所示。能够实现单位功率因数的整流电路被称为有源功率因数校正变换器。

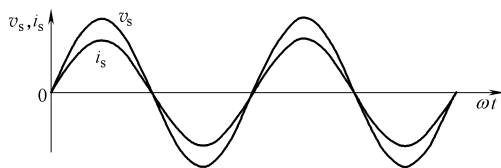


图 1-9 有源功率因数校正变换器的输入电压、电流波形

有源功率因数校正器按输入相数分为单相有源功率因数校正器和三相有源功率因数校正器；按照能量流向可以分为双向有源功率因数校正器和单向有源功率因数

校正器；按照是否采用软开关技术，可以分为硬开关有源功率因数校正器和软开关有源功率因数校正器。

1.5 功率因数校正电路

单相功率因数校正电路在中、小功率的用电设备中获得广泛的应用，一般适合功率从几十瓦到数千瓦的应用场合。对于功率更大的装置，一般采用三相功率因数校正电路，这样可以保证三相系统的平衡。

1.5.1 单相功率因数校正电路

从理论上讲，六种基本 DC-DC 变换电路，即 Buck 型变换电路、Boost 型变换电路、Buck-Boost 型变换电路、Cuk 型变换电路、Sepic 型变换电路、Zeta 型变换电路，都可以用于单相功率因数校正，如图 1-10 所示。单相功率因数校正的基本思想是将输入的交流电压通过整流得到脉动的直流电压，再由 DC-DC 变换环节，并通过 PWM 控制，使网侧输入电流跟踪交流电压的瞬时值的变化，从而实现输入功率因数接近 1。图 1-11 给出了隔离型单相功率因数校正电路，分别采用了反激式变换电路和隔离 Zeta 型变换电路。

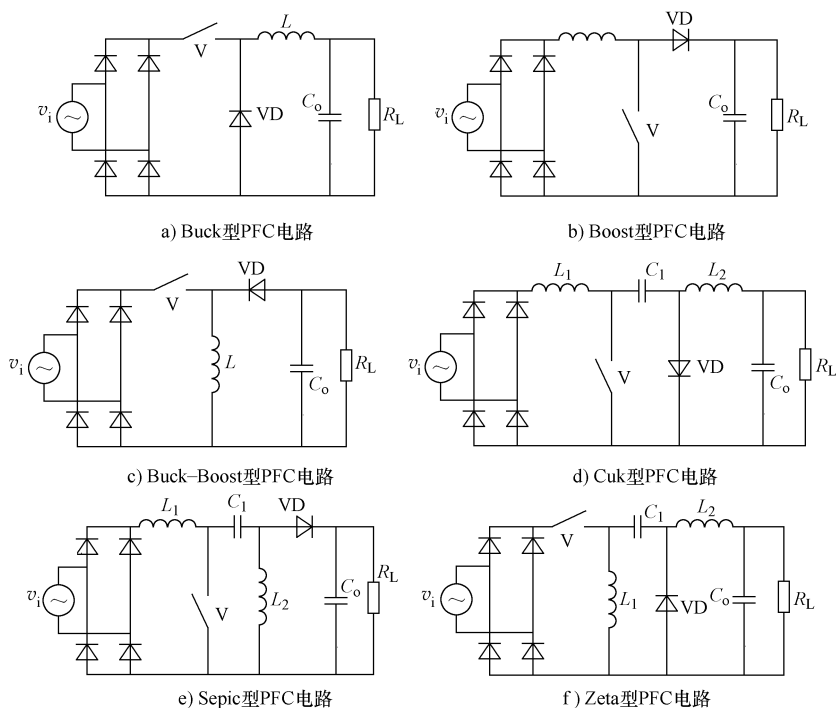


图 1-10 六种由基本拓扑组成的 PFC 电路

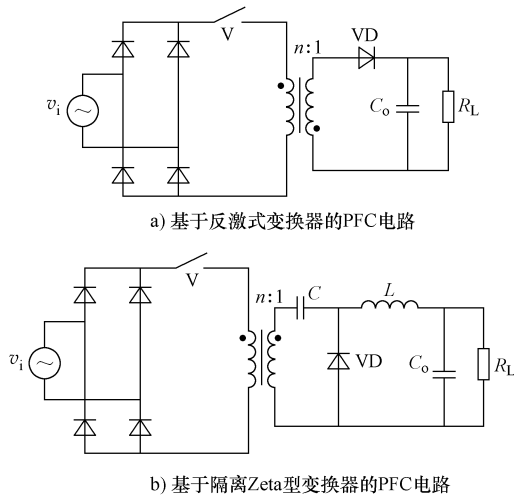


图 1-11 隔离型 PFC 电路

在上述的各种拓扑中，由于 Boost 型 PFC 电路具有输入电流波形脉动小和输出升压功能，功率器件为共源极驱动等优点，因此获得广泛应用。为了进一步减少功率器件的导通损耗，出现了无桥 PFC 电路，如图 1-12 所示。无桥 PFC 电路的优点是在电流的回路中只有两个半导体器件的导通压降，可以减少导通损耗。

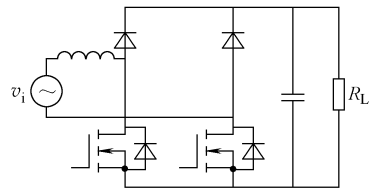


图 1-12 无桥 PFC 电路

对于 Boost 型 PFC 电路，根据输入电感中的电流是否在一个开关周期减小到零，可以分为电流连续模式（CCM）和电流断续模式（DCM）。此外，还有介于两者之间的电流临界模式（CRM），CRM Boost 型 PFC 采用变频控制，因此在控制性能上与 CCM Boost 型 PFC 变换器存在较大区别，这在电路和控制设计方面需要特别注意。

CCM Boost 型 PFC 变换器具有输入电流的纹波小，方便 EMI 滤波器设计，而且变换器中功率器件的电流应力也比较小。CCM Boost 型 PFC 变换器的缺点是 Boost 电感较大，而且存在严重的二极管反向恢复问题，在功率器件上产生较大的开关损耗。

DCM Boost 型 PFC 变换器的特性正好与 CCM 的相反。DCM Boost 型 PFC 变换器的优点是输入电感较小，并且不存在二极管的反向恢复问题。其缺点是输入电流的纹波较大，需要较大的 EMI 滤波器，变换器中功率器件的电流应力约为连续导电模式的 PFC 变换器的两倍。

一般来说，DCM Boost 型 PFC 变换器适合功率 500W 以下的的应用，而 CCM 式 Boost 型 PFC 变换器适合较大功率应用场合。

通常, Boost 型 PFC 变换器作为电源系统中的前级变换器, 后面还设立后级 DC-DC 变换器, 以实现电压等级的变换和满足电压调节精度和动态的要求。在有些应用场合, 可以将 Boost 型 PFC 变换器和 DC-DC 变换器合二为一, 以简化电路, 这样的电路称为单级 PFC (Single Stage PFC) 变换器。单级 PFC 变换器可以节省功率器件等元器件的数目, 降低电源的成本, 但是单级 PFC 变换器在输入电流谐波含量和输出电压精度之间必须做出折中。一般单级 PFC 变换器应用在小于功率的场合。

1.5.2 三相功率因数校正电路

由三个单相的 PFC 电路组合构成三相 PFC 电路, 如图 1-13 所示。每个单相 PFC 后跟随一个隔离型 DC-DC 变换器, DC-DC 变换器的输出并联后向负载供电。这种方法的优点是可以利用比较成熟的单相 PFC 技术, 并且电路由三个单相 PFC 独立供电, 因此具有冗余特性。其缺点是使用的元器件较多。

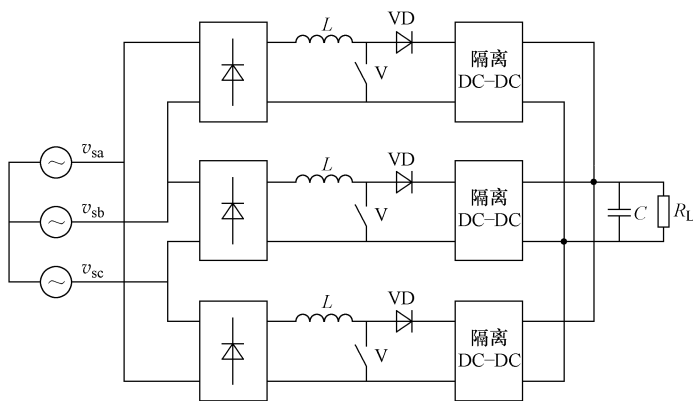


图 1-13 由三个单相 PFC 组成的三相 PFC 电路

三相单开关 PFC 电路如图 1-14 所示。三相单开关 PFC 电路可以看成是 DCM 单相 PFC 在三相电路中的延伸。由于开关频率远高于电网频率, 在一个开关周期内, 输入电压可看作近似不变。在开关导通期间, 加在三个 Boost 电感上的电压分别为各相瞬时的相电压 (近似不变), 电感电流线性上升, 于是各相的电流峰值正比于对应相电压的瞬时值, 实现了输入相电流波形对输入相电压波形的跟踪。三相单开关 PFC 电路具有电路简洁、控制简单、成本低等特点。实际上, 输入电流的畸变率还与输出电压有关。为了减小网侧输入电流的畸变, 需要提高输出电压, 但这会增大电路中功率器件的开关应力, 同时使得后级的 DC-DC 环节设计变得困难。另外, 该电路存在输入电流纹波和 EMI 滤波器较大等问题。该电路拓扑一般应用于输出功率小于 10kW, 对输入电流 THD 要求不高的场合。

图 1-15 所示的三相六开关电压型 PFC 电路结构与三相逆变器是一样的。稳态工

作时，输出直流电压不变，采用正弦脉宽调制（SPWM）或空间矢量调制（SVM），忽略 PWM 开关谐波，三相六开关电压型 PFC 电路交流侧电压 V_a 、 V_b 、 V_c 可以看作是可控三相正弦电压源，它和电网电压共同作用于输入电感，产生正弦电流波形。调节 PFC 变换器交流侧可控三相正弦电压源 V_a 、 V_b 、 V_c 的幅值和相位，就可以获得所需大小和相位的输入电流，这就是三相六开关电压型 PFC 电路的工作原理。

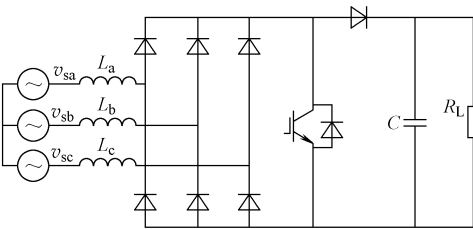


图 1-14 三相单开关 PFC 电路

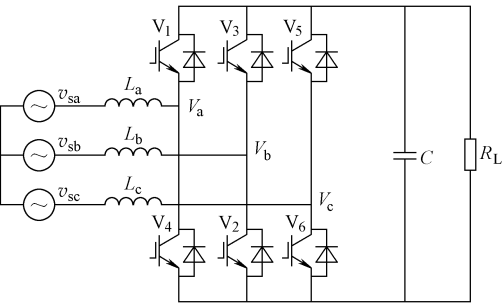


图 1-15 三相六开关 Boost 型 PFC 电路

三相 PFC 电路的拓扑有很多，各种拓扑的性能各有差异，要根据应用要求，选择合适的三相 PFC 电路的拓扑。

1.6 软开关 PFC

1.6.1 软开关的概念

在电力电子电路中，电力电子器件工作在开关状态，通过对电力电子器件的开通和关断控制，实现能量流动的控制。然而，电力电子器件并非理想的开关，存在开通延时和关断延时，从而引起在开关过程中电力电子器件两端的电压和通过它的电流出现重叠时间，造成开关损耗。另外，电路中存在的布线电感、变压器存在漏感及寄生电容，功率 MOSFET 和功率二极管的结电容等，也都会在电路开关过程中产生尖峰电压和尖峰电流，同时造成电能损耗和对周围的设备造成电磁干扰。

为减少电力电子器件的开关损耗，软开关技术应运而生。软开关技术可以减少电力电子器件在开通和关断瞬间加在电力电子器件两端的电压和通过的电流的重叠时间，从而减少电力电子器件的开关损耗，同时抑制电压或电流过冲的发生。软开关技术是基于谐振原理减少电力电子器件的开关损耗和电压、电流应力的一种新颖开关技术的总称。

1. 重叠时间与开关损耗

为理解软开关技术，首先让我们来分析电力电子器件的开关过程。下面以双极型功率晶体管开关过程为例加以介绍。图 1-16 给出功率晶体管集电极 c 和发射极 e

之间的电压 $v_{ce}(t)$ 和集电极电流 $i_c(t)$ 的波形。由于本节重点讨论功率器件的开关损耗，这里假定晶体管在导通期间的通态压降可忽略不计；晶体管截止期间，集电极的阻抗为无穷大；并且功率晶体管开通与关断的重叠时间相同。从图 1-16 看到，功率晶体管在开通或关断过程中，晶体管两端的电压和流过它的电流存在非零的重叠时间。由于开关管不是理想开关器件，在开通时，开关管的电压不会突降到零，而要经历一个逐渐下降的过程。同时，通过开关管的电流也不是突然上升到负载电流，也有一个上升时间。在这段时间里，开关管的电压和电流存在一个重叠区，产生的损耗称为开通损耗。类似地，当开关管关断时，开关管的电压也要经历一个从零上升到电源电压的过程，流过开关管的电流也逐渐下降为零。在这段时间里，电流和电压也有一个重叠区，产生的损耗称为关断损耗。开通损耗和关断损耗之和称为开关损耗。

为简化分析，这里假定晶体管开通与关断过程的重叠时间相同，均为 Δt 。晶体管开通过程中，开关管两端电压和流过电流可分别表示为

$$v_{ce}(t) = -\frac{V_s}{\Delta t}t + V_s \quad 0 < t < \Delta t \quad (1-10)$$

$$i_c(t) = \frac{I_s}{\Delta t}t \quad 0 < t < \Delta t \quad (1-11)$$

式中， V_s 为晶体管关断期间加在它两端的电压； I_s 为晶体管导通期间流过的电流。

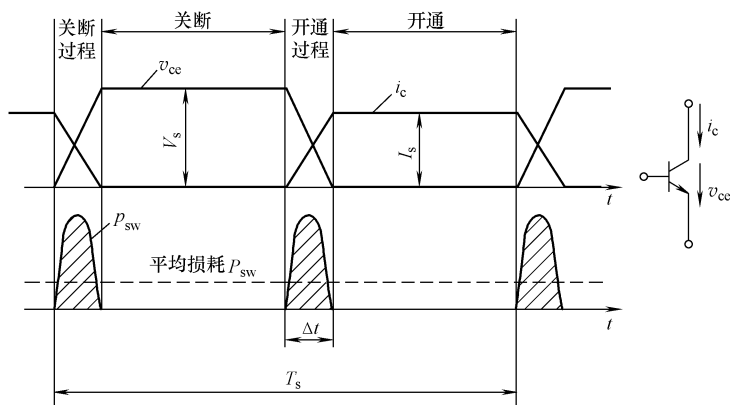


图 1-16 晶体管硬开关工作过程

一个开关周期晶体管开关损耗平均功率为

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ce}(t) i_c(t) dt = \frac{1}{3} V_s I_s f_s \Delta t \quad (1-12)$$

式中， T_s 为开关周期； f_s 为开关频率， $f_s = 1/T_s$ 。

由式 (1-12) 可见，平均开关损耗功率与开关频率 f_s 和开关过程电压电流重叠时间 Δt 之积成正比。因此，在高频应用场合，为抑制开关损耗，需选用 Δt 小的电

力电子器件，即开关速度快的器件。

由前面的分析可知，在晶体管开关过程中，电压与电流同步变化，晶体管两端电压与通过它的电流出现了同时都非零的时间区间，因而造成开关损耗。若能减小晶体管开关过程中电压与电流重叠时间 Δt ，就可以减小开关损耗 P_{sw} 。若能在晶体管开通过程中，将电流上升阶段和电压下降阶段错开；在晶体管关断过程中，将电流下降阶段和电压上升阶段错开，那么就可以减小开关损耗，如图 1-17 所示。这可以通过 LC 谐振电路实现。开关过程重叠时间减少后平均开关损耗功率为

$$P_{ssw} = \frac{1}{3} V_s I_s f_s \Delta t \left(\frac{\delta}{\Delta t} \right)^3 \quad (1-13)$$

式中， δ 表示开关过程重叠时间减少后晶体管开关过程中电压、电流重叠时间。

改进后的开关损耗与原开关损耗之比为

$$\frac{P_{ssw}}{P_{sw}} = \left(\frac{\delta}{\Delta t} \right)^3 \quad (1-14)$$

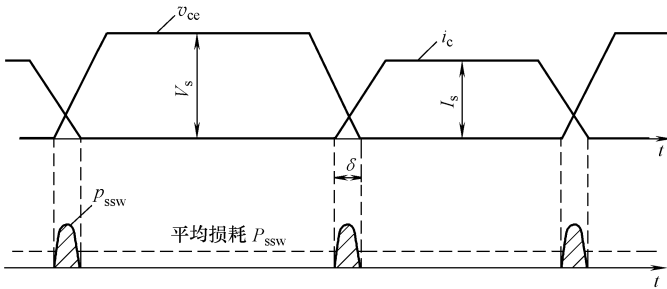


图 1-17 减少电压、电流重叠时间

P_{ssw}/P_{sw} 与 $\delta/\Delta t$ 的关系如图 1-18 所示。从图 1-18 可知，随着重叠时间的减小，开关损耗显著减小。应用软开关技术可以减小重叠时间 δ ，因此可以显著减小开关损耗。

2. MOSFET 的漏源间电容 C_{ds} 放电损耗

假定 MOSFET 已处于关断状态，之后开通 MOSFET，MOSFET 中将流过过冲电流。这是由于 MOSFET 的漏源间电容 C_{ds} 放电引起的。放电引起的损耗为 $C_{ds} v^2/2$ (v 为 MOSFET 两端电压)。MOSFET 两端的电压愈高，电容 C_{ds} 愈大，MOSFET 的开通时间 t_{on} 愈短，于是过冲电流就愈大。

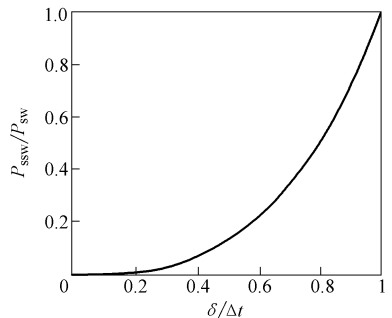


图 1-18 改进后的开关损耗与原开关损耗之比 P_{ssw}/P_{sw} 与 $\delta/\Delta t$

3. 二极管反向恢复过程

如图 1-19 所示 Boost 型 DC-DC 变换器，当工作在 CCM 时，当 MOSFET 关断期间，电感 L 电流 I_L 通过二极管 VD 向负载传输能量。而当 MOSFET 开通瞬间，二极管要经历一个反向恢复过程，反向恢复时间为 t_{rr} ，此时在二极管 VD 和 MOSFET 中产生功率损耗，如图 1-20 所示。一旦反向恢复过程结束，二极管 VD 恢复阻断能力，输出电压 V_o 作为反向电压施加在二极管 VD 两端。二极管将经历从导通状态至截止状态转移过程，即反向恢复过程。二极管中已存储的电荷 Q_{rr} 反向抽出，形成较大反向恢复电流。反向恢复电流同时将通过 MOSFET，在 MOSFET 中形成电流过冲。

4. 软开关方式的分类

增加功率变换器的开关频率，可以减小储能元件如电感、电容、变压器的体积，因此，高频化是提高功率变换器的功率密度的重要途径。要实现高频化，就必须减少开关损耗。

如图 1-21 所示，减小开通损耗的方法有：①在开关管开通过程中，使其电流保持零，或者使电流缓慢上升，从而减小在开通过程中电流、电压交叠区的功率损耗，这种开通方式通常称为零电流开关开通（ZCS on）。②在开关管开通前，使其承受的电压先下降到零，然后再加栅极驱动信号，使开通过程功率开关器件上的电流电压交叠区功率损耗为零，这种方式称为零电压开关开通（ZVS on）。减小关断损耗方法有：①使通过开关管电流自然过零，再撤除栅极驱动信号的开关管关断方法，称之为零电流开关关断。这样基本上避免了关断损耗，称为零电流开关关断（ZCS off）。②在开关管关断过程中，保持其端电压为零，或限制电压上升速率，从而减小电流与电压的重叠区中的功率损耗，这种方法称为零电压开关关断（ZVS off）。

1.6.2 软开关 PFC 电路

1. 无源无损缓冲 PFC 电路

无源无损吸收 PFC 电路不增加额外的有源器件，仅采用无源元件来抑制二极管的反向恢复，实现电力电子开关器件的软开关，因此具有电路简单、成本低等特点。

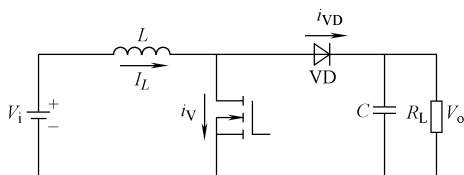


图 1-19 Boost 型 DC-DC 变换器

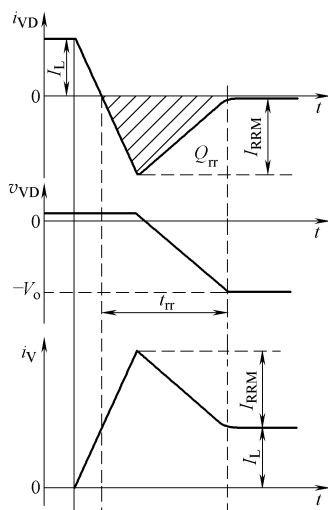


图 1-20 二极管反向恢复过程

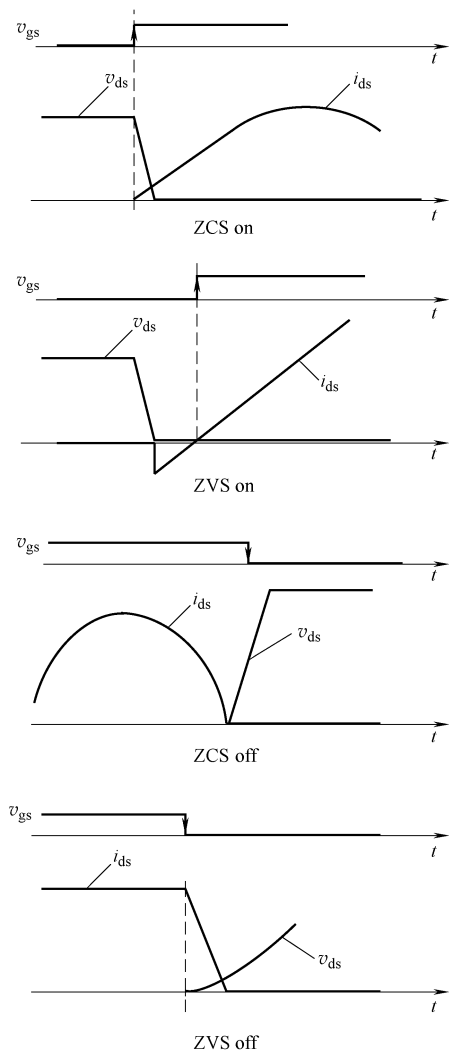


图 1-21 减小开通损耗或关断损耗的软开关方法

图 1-22 所示为无源无损缓冲电路，能够实现开关管的零电压开关关断和零电压开关开通。由于谐振电感 L_s 串联在由二极管 VD_1 、开关管 V_1 和输出电容 C_o 组成的回路中，所以二极管 VD_1 的反向恢复过程得到显著抑制。该电路的缺点是使用了较多的无源元件，此外增加了导通损耗。

2. 零电压转移 (ZVT) PFC 电路

图 1-23 所示为零电压转移 (Zero Voltage Transfer, ZVT) PFC 电路，在主开关管 V_1 导通之前，首先开通辅助开关管 V_2 ，谐振电感 L_r 与主开关管 V_1 两端的电容 C_{ds1} 发生谐振，当 C_{ds1} 两端的电压谐振到零时，主开关管 V_1 的反并二极管导通，

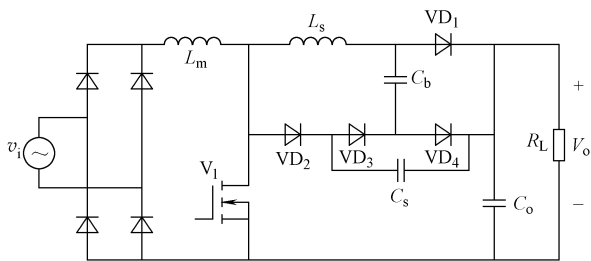


图 1-22 无源无损缓冲电路

为主开关管 V_1 的开通创造零电压开通的条件。在主开关管 V_1 的反并联二极管导通期间，在主开关管 V_1 的栅极上加入开通信号，这样实现了主开关管 V_1 零电压开通，理论上实现了零开通损耗。在主开关管 V_1 开通后，关断辅助开关管 V_2 ，于是谐振电感 L_r 的能量传送到输出电容上。在 ZVT PFC 电路中，二极管的反向恢复得到了显著抑制，并且主开关管 V_1 是零电压开通和关断的，辅助开关管 V_2 是零电压关断的，因此显著地减小了开关损耗。但是，该电路中辅助开关管存在较大的开通损耗，此外，辅助开关管 V_2 的寄生电容和谐振电感之间存在寄生振荡问题。为了进一步提高 ZVT PFC 电路性能，出现了一些改进的电路。

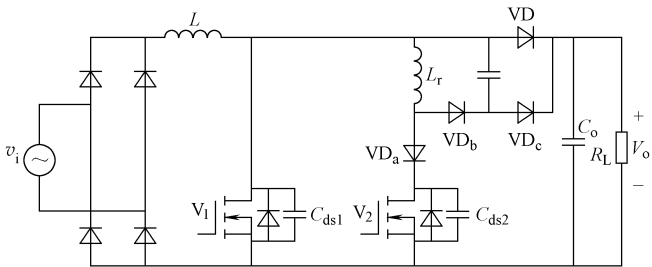


图 1-23 ZVT 软开关 PFC 电路

3. 零电流转移 (ZCT) PFC 电路

ZVT PFC 电路可以实现主开关管的零电压开通和关断，而对于采用 IGBT 为主开关管的 PFC 电路，由于 IGBT 存在关断拖尾电流，因此存在较大的 IGBT 关断损耗，IGBT 工作在零电流关断条件下可以更好地提高变换器的效率。零电流转移 (ZCT) 软开关 PFC 电路如图 1-24 所示，主开关管 V_1 和辅助开关管 V_2 均可以实现了零电流关断，但是该电路中主开关管 V_1 和辅助开关管 V_2 都是硬开通的，仍存在严重的二极管的反向恢复过程。图 1-25 是一种改

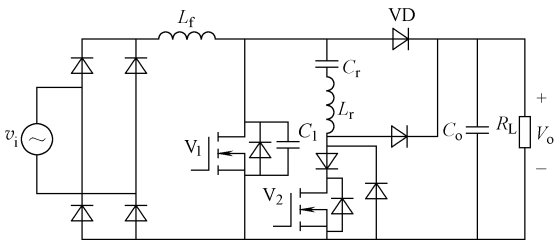


图 1-24 ZCT 软开关 PFC 电路

进的 ZCT 软开关电路，该电路中，主开关管 V_1 为零电流关断和零电压导通，辅助开关管 V_2 是零电流关断的，此外，二极管的反向恢复过程得到了抑制。该电路的缺点是，在一个工作周期内，辅助开关要动作两次，不利于有效减小开关损耗。

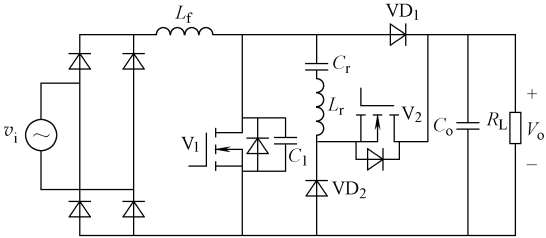


图 1-25 改进的 ZCT 软开关 PFC 电路

4. 有源箝位 PFC 电路

在 Boost 型 PFC 变换器中，为了抑制二极管的反向恢复过程，在主开关管 V_1 和 Boost 二极管 VD_2 之间串联一个谐振电感 L_r 可以有效地抑制二极管的反向恢复过程，如图 1-26 所示。但是当主开关管 V_1 关断时，谐振电感 L_r 会在开关管上产生很大的电压应力，因此需要有一个由辅助开关 V_2 和电容 C_c 构成的箝位回路。实际上，有源箝位电路能够实现主开关管 V_1 和辅助开关管 V_2 的零电压开通和关断，此外，能够抑制二极管的反向恢复过程。但是该电路存在二极管 VD_2 的寄生电容和谐振电感 L_r 之间的寄生振荡，于是出现了改进的有源箝位 PFC 变换器的方案。

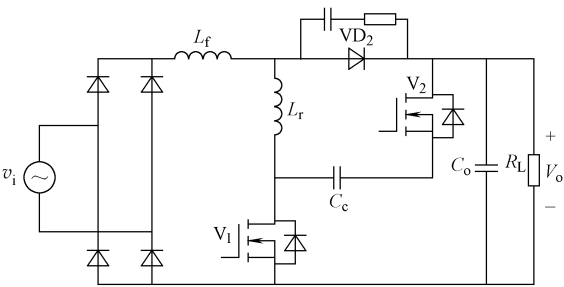


图 1-26 有源箝位 Boost 型 PFC 变换器

力，因此需要有一个由辅助开关 V_2 和电容 C_c 构成的箝位回路。实际上，有源箝位电路能够实现主开关管 V_1 和辅助开关管 V_2 的零电压开通和关断，此外，能够抑制二极管的反向恢复过程。但是该电路存在二极管 VD_2 的寄生电容和谐振电感 L_r 之间的寄生振荡，于是出现了改进的有源箝位 PFC 变换器的方案。

5. 零电流转移 (ZCT) 三相单开关 PFC 电路

在三相单开关 PFC 电路中，开关管工作在电流断续模式，因此开关管在零电流条件下导通，开关管的主要损耗是关断损耗。为了减少开关管的关断损耗，出现零电流转移 (ZCT) 三相单开关 PFC 电路，如图 1-27 所示。这里将 ZCT 技术应用到三相单开关 PFC 电路，辅助开关 S_x 总是在主开关管 V 关断前开通，通过谐振，使主开关管 V 零电流下降到零后再撤除主开关管 V 栅极信号，从而显著降低了开关损耗。但是该电路辅助开关管是硬开通的，之后也出现改进的电路方案。

6. 谐振直流环节三相六开关 PFC 电路

三相六开关 PFC 电路具有输入电流纹波小，功率开关器件的电流应力较小，适合中大功率应用。但是由于功率开关器件开关损耗和反并联二极管的反向恢复特性限制，影响了变换器性能。

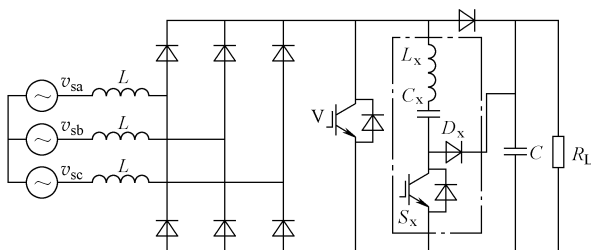


图 1-27 ZCT 三相单开关 PFC 电路

谐振直流环节（Resonant DC Link, RDCL）被引入三相六开关 PFC 电路，如图 1-28 所示。直流侧总是以很高频率振荡，所有三相桥中的功率开关器件只有当直流母线电压谐振到零后进行切换，从而实现三相桥的功率开关器件的零电压开关，减少了开关损耗。这类电路需采用离散脉冲调制（DPM）策略，存在开关频率变化、调制效率低的问题。此外，还出现如有源箝位 SVM 三相六开关 PFC 电路、谐振极型软开关三相六开关 PFC 电路等。

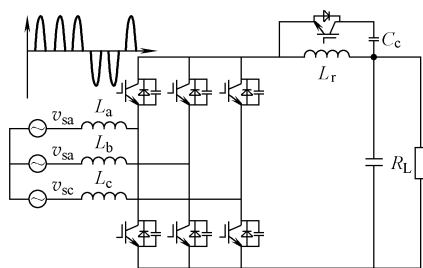


图 1-28 谐振直流环节三相六开关 PFC 电路

综上所述，软开关功率因数校正电路实现了电力电子开关的零电压或零电流开关，抑制了二极管反向恢复过程，降低变换器的开关过程中的损耗。此外，还减小了开关管的应力和电磁干扰。有利于开关频率提高，减少电磁元件的体积和重量，提高变换器的功率密度。

1.7 本章小结

本章在回顾了传统整流器对电网的谐波干扰以及谐波的危害的基础上，介绍了谐波标准和电磁兼容标准。简要介绍了两种谐波抑制原理，即被动式抑制电力电子装置谐波的方法和有源功率因数校正技术。重点介绍了单相或三相功率因数校正电路的概念。在本章最后引入软开关的概念，简要说明了软开关功率因数校正电路的原理。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [3] 堀孝正. 电力电子学 [M]. 李世兴, 程君实, 译. 北京: 科学出版社, OHM 社, 2001.
- [4] 徐德鸿, 马皓, 王樵生, 等. 电力电子技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [5] 吴竟昌, 孙树勤, 宋文南, 等. 电力系统谐波 [M]. 北京: 水利电力出版社, 1988.
- [6] 林海雪, 孙树勤. 电力网中的谐波 [M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [7] IEC 1000-3-2, Electromagnetic compatibility part 3: Limits section 2: limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase) [S], IEC, 1995.
- [8] GB/T 14549—1993 电能质量 公用电网谐波 [S]. 北京: 中国标准出版社, 1994.
- [9] 杨成林, 陈敏, 徐德鸿. 三相功率因数校正 (PFC) 技术的综述 [J]. 电源技术应用, 2002; 50-55.
- [10] 熊健. 三相电压型高频 PWM 整流器研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 1999.
- [11] 明正峰. 新型谐振过渡软开关三相 PWM 变换器 [D]. 西安: 西安理工大学, 2002.
- [12] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [13] 冯波. 软开关功率因数校正技术的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [14] 屈克庆. 软开关三相 PWM 变流技术研究 [D]. 上海: 上海大学, 2004.
- [15] 鞠建永. 并联有源电力滤波器工程应用关键技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2009.
- [16] 李睿. 三相硬开关和软开关 PWM 变换器若干关键问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [17] Mao H, Lee F C, Borrojevic D, et al. Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits [J]. IEEE Trans. on Ind. Electronics, 1997, 44 (4): 437-446.
- [18] DivanDM. The resonant dc-link converter-A new concept in power conversion [C]. Proc. IEEE IAS, 1986: 648-656.
- [19] Xu. D, Feng B, Li. R, et al. A Zero Voltage Switching SVM (ZVS-SVM) Controlled Three-Phase Boost Rectifier [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22 (3) 978-986.
- [20] DongW, ChoiJ, Lee. F C, et al, Comprehensive evaluation of auxiliary resonant commutated pole inverter for electric vehicle applications [C]. Proc. IEEE PESC, 2001: 625 -630.
- [21] Vlatkovic V, Borrojevic D, Lee. F C, et al. A new zero-voltage-transition, three-phase PWM rectifier/inverter circuit [C]. Proc. IEEE PESC, 1993: 868-873.
- [22] Li. Y, Lee. FC, Lai. J. et al. A novel three-phase zero-current-transition and quasi-zero-voltage transition (ZCT-QZVT) inverter/rectifier with reduced stresses on devices and components [C]. Proc. IEEE Apec. 2000: 1030-1036.
- [23] Gyugyi L, strycula E C. Active ac power filters [C]: Proc. of IEEE/IAS Annual Meeting, 1976: 529-535.
- [24] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage component [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1984, 20 (3): 625-630.

- [25] Hua G, Leu C, Lee FC, Novel zero -voltage-transition PWM converters [C]. 1991 VPEC Seminar Proceedings, : 81-88.
- [26] Jovanovic. MM A techniques for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-voltage, high power boost converters [C]: APEC' 97: 1000-1007.
- [27] Basset. J. New zero voltage switching high frequency boost converter topology for power factor correction [C] INTELEC' 95: 813-820.
- [28] Duarte C. M, Barbi I. A new ZVS-PWM active clamping high power factor rectifier: analysis, design, anf experiment [C]. APEC' 98.

第2章 电力电子变换电路基础

电力电子变换电路可以实现一种电能转变为另一种或多种形式的电能，如图 2-1 所示。

通常根据输入输出变换电能的种类的不同，把电力电子变换电路分为三种形式：①DC-DC 变换器，它是指将输入的直流电压变换为输出的直流电压，可以实现电压幅值大小的调节、电压极性的转变以及

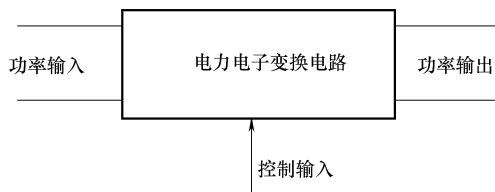


图 2-1 电力电子变换电路基本框图

输出输入的电气隔离；②DC-AC 逆变器，它是将输入的直流电压变换为幅值和频率可控的交流电输出；③AC-DC 整流器，它是将输入的交流电变换为输出的直流电压，实现输出直流电压以及输入电流波形的可控。这三类变换器既可以实现能量的单方向传送，也可以实现能量的双向传送。在这一章里，主要是介绍这些变换器的基本工作原理及特性。

2.1 DC-DC 变换器

对于 DC-DC 变换器，根据其输入与输出是否有电气隔离，可以分为隔离型 DC-DC 变换器和非隔离型 DC-DC 变换器。

针对非隔离型 DC-DC 变换器，常见的变换器有降压（Buck）型变换器和升压（Boost）型变换器，由这两种变换器可以派生出升降压（Buck/Boost）型变换器、Cuk 型变换器、Zeta 型变换器和 Sepic 型变换器等。

隔离型 DC-DC 变换器可以按照电路中所用的有源功率器件的个数来分类。单管的有正激（Forward）式和反激（Flyback）式两种变换器；双管的有双管正激式变换器（Double transistor forward converter）、双管反激式变换器（Double transistor flyback converter）、推挽式变换器（Push-pull converter）和半桥式变换器（Half-bridge converter）等四种。四管 DC-DC 变换器主要指全桥式变换器（Full-bridge converter）。隔离型变换器可以实现多路不同的电压输出。

2.1.1 降压型 DC-DC 变换器

降压型 DC-DC 变换器通常也称为 Buck 型变换器，电路实现把输入电压 V_i 变换成幅值较小的输出电压 V_o 。如图 2-2 所示，它主要由功率开关管 V（图中以 MOS-

FET 为例)、二极管 VD、输出电感 L_o 、电容 C_o 组成。

为了简化分析电路的稳态特性, 作如下假定:

1) MOSFET、二极管均为理想电力电子器件, 可以瞬间开通和截止, 开关管在导通时压降为零, 截止时漏电流为零;

2) 电感、电容为理想储能元件。电感 L_o 工作在线性区而且未饱和, 寄生电阻为零, 电容 C_o 的等效串联电阻 (ESR) 为零;

3) 在一个开关周期中, 输入电压保持不变; 输出电压中的纹波电压和输出电压相比可忽略不计。

按电感电流 i_L 在周期开始时是否从零开始, 电路的工作可以分为电感电流连续模式 (CCM) 和电感电流断续模式 (DCM)。其波形分别如图 2-3 和图 2-4 所示。

1. 电感电流连续模式

在图 2-3 中, 一个开关周期 T_s 内, MOSFET 导通时间 T_{on} 占整个开关周期 T_s 的比例定义为导通占空比 D , $D = T_{on}/T_s$; MOSFET 断开时间 T_{off} 占整个开关周期 T_s 的比例定义为断开占空比 D' , $D' = T_{off}/T_s$, 则有 $D + D' = 1$ 。

当开关管导通时, 流过电感中的电流 i_L 线性增加, 输出电压 V_o 极性上正下负。二极管 VD 承受反压截止; 当开关管截止时, 电感中的磁场将改变 L_o 两端的电压极性, 保持 i_L 不变, 输出电压 V_o 极性仍然为上正下负, 而此时二极管承受正向偏压导通, 构成续流回路。变换器输入电流在开关管导通时大于零, 当开关管截止时为零, 可见变换器的输入电流是脉动的, 而输出电流 I_o 在电感 L_o 、续流二极管 VD 以及电容 C_o 作用下是连续的。

在输入输出不变的前提下, 当开关管 V 导通时, 电感电流线性上升, 其增量为

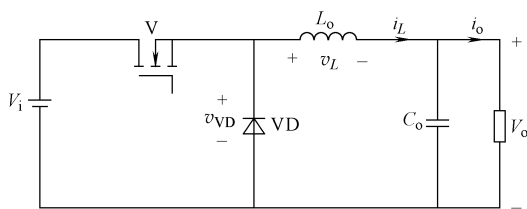


图 2-2 Buck 型变换器的原理电路

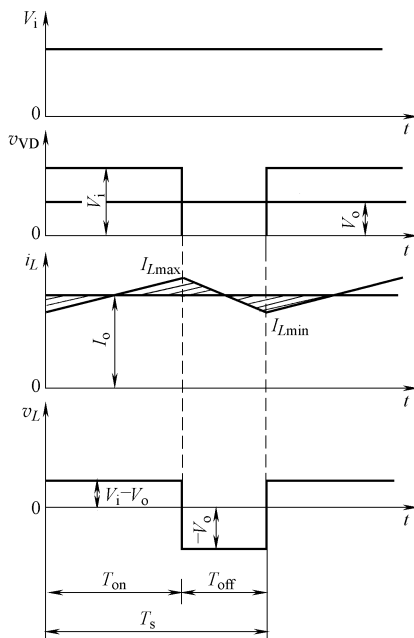


图 2-3 Buck 型变换器工作在连续模式的波形

$$\Delta i_{L(+)} = \int_0^{T_{\text{on}}} \frac{V_i - V_o}{L_o} dt = \frac{V_i - V_o}{L_o} T_{\text{on}} = \frac{V_i - V_o}{L_o} DT_s \quad (2-1)$$

当 $t = T_{\text{on}}$ 时, i_L 达到最大值 $I_{L\text{max}}$ 。当开关管 V 截止时, 二极管 VD 续流, 电感电流线性减少, 其变化量为

$$\Delta i_{L(-)} = \int_{T_{\text{on}}}^{T_s} \frac{-V_o}{L_o} dt = \frac{-V_o}{L_o} (T_s - T_{\text{on}}) = \frac{-V_o}{L_o} (T_s - DT_s) = \frac{-V_o}{L_o} (1 - D) T_s \quad (2-2)$$

当 $t = T_s$ 时, i_L 达到最小值 $I_{L\text{min}}$ 。考虑电路工作在理想条件下, 在稳态时, 这两个电流变化量相等, 即 $\Delta i_{L(+)} = |\Delta i_{L(-)}| = \Delta i_L$, 所以有

$$I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}} = \frac{V_i - V_o}{L_o} DT_s = \frac{V_o}{L_o} (T_s - DT_s) \quad (2-3)$$

$$\text{整理可得} \quad V_o = DV_i \quad (2-4)$$

根据图 2-3 中电感两端的电压波形 v_L 以及理想条件下电感的伏秒平衡原理, 即在稳态工作时, 加在电感两端电压平均值必然为零, 同样可以得到式 (2-4)。由式 (2-4) 可以看出, 由于 $0 \leq D \leq 1$, Buck 型变换器的输出电压小于或等于输入电压, 而且具有线性控制特性, 当负载变化或输入电压波动时, 可以通过对占空比 D 的控制达到对输出电压幅值的调节控制。占空比的周期性改变可以采用脉宽调制 (PWM) 的负反馈控制来实现。

由图 2-3 所示的电感电流 i_L 波形可以看出, 电感电流的峰值为输出直流电流 I_o 。叠加纹波电流峰峰值 Δi_L 的一半, 而这些流过电感的电流同样也流过开关管, 在设计选用开关管参数时, 这些都是需要考虑到的。由式 (2-1) 可得

$$\Delta i_L = \frac{V_i - V_o}{L_o} DT_s \quad (2-5)$$

一般应用时, 考虑 Δi_L 约占满负载输出电流 I_o 的 20% ~ 40%, 在 Buck 型变换器的设计中, 希望有足够小的电流纹波, 这样才能满足理想工作时 $i_L(t) \approx I_o$ 的条件。由式 (2-5) 可得

$$L_o = \frac{V_i - V_o}{\Delta i_L} DT_s \quad (2-6)$$

式 (2-6) 可用以设计 Buck 变换器中的输出电感 L_o 。

在上面的分析中, 均假定输出电压 V_o 在一个开关周期中是恒定不变的, 也就是假定电容 C_o 的电容量为无穷大或开关频率 f_s 为无限高。但是在实际应用中, 显然是无法满足上述的理想条件, 也就是说经过低通滤波器后, 输出电压仍存有纹波。在图 2-3 中, 当 $i_L > I_o$ 时, 对 C_o 充电, 当 $i_L < I_o$ 时, C_o 放电, 协助 L_o 向负载提供能量。图 2-3 所示的阴影部分就体现了一个周期中电容充、放电电荷 ΔQ , 有

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{DT_s}{2} + \frac{D'T_s}{2} \right) \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{1}{8} \Delta i_L T_s \quad (2-7)$$

结合式 (2-5), 可得出对应的电压脉动量为

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{T}{8C_o} \Delta I_L = \frac{V_i T_s^2 D(1-D)}{8L_o C_o} \quad (2-8)$$

电压脉动相对值为

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2 (1-D)}{8L_o C_o} \quad (2-9)$$

可见, 要减小输出电压的纹波, 开关频率越高越好, $L_o C_o$ 乘积越大越好。考虑到在 Buck 型变换器中输出电感 L_o 和输出电容 C_o 构成一个低通滤波器, L_o 和 C_o 的取值决定了输出滤波器的截止频率, 并直接影响了变换器的输出电压的纹波。

2. 电感电流断续模式

当电感 L_o 较小, 负载电阻较大或 T_s 较大时, 将会出现电感电流下降到零的现象, 这样当新的周期开始时, 电感电流是从零开始线性增加的, 这种工作模式称为电感电流断续模式, 其波形如图 2-4 所示。

当开关管 V 导通时, 电流从零开始线性增加, 可得

$$\Delta i_L = \int_0^{T_{on}} \frac{V_i - V_o}{L_o} dt = \frac{V_i - V_o}{L_o} T_{on} = \frac{V_i - V_o}{L_o} D T_s = I_{Lmax} \quad (2-10)$$

当开关管 V 截止、续流二极管导通时, 电流从 I_{Lmax} 开始线性下降到零, 即有

$$\Delta i_L = \int_{T_{on}}^{T_s - T_{dis}} \frac{V_o}{L_o} dt = \frac{V_o}{L_o} (T_s - T_{dis} - T_{on}) = \frac{V_o}{L_o} T'_{off} = \frac{V_o}{L_o} D_P T_s \quad (2-11)$$

这里, 定义 $D_P = T'_{off}/T_s$, 整理可得

$$V_o = \frac{D}{D + D_P} V_{in} \quad (2-12)$$

而此时, $D + D_P \neq 1$ 。电感电流断续时变换器输出电流 I_o 仍然为电感电流平均值, 即

$$I_o = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} I_{Lmax} (T_{on} + T'_{off}) = \frac{D^2}{2L_o} T_s \left(\frac{V_{in}}{V_o} - 1 \right) V_i = \frac{V_o}{R_L} \quad (2-13)$$

可见, 在电感电流断续模式下, 电压增益 V_o/V_i 不仅与占空比 D 有关, 而且与负载电流的大小有关。若负载电流为零, 则不论占空比为多大, 输出电压总是等于输入电压。

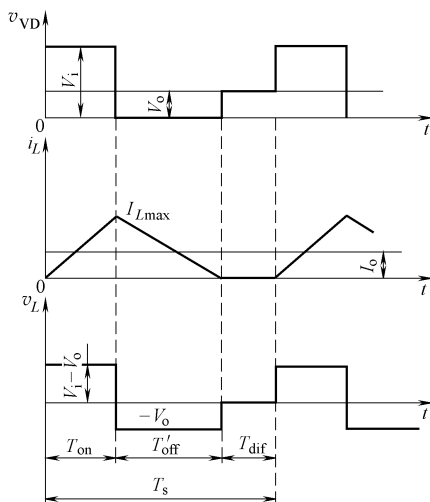


图 2-4 Buck 型变换器工作在电流断续模式时的波形

在电感电流连续与断续之间有个临界状态。由上面分析可知道, 在电感电流连续模式时 $I_{L\max}/2 < I_o$, 在电感电流断续模式时 $I_{L\max}/2 > I_o$, 那么发生临界的条件应该是 $I_{L\max}/2 = I_o$ 。由式 (2-5), 我们可以得到

$$I_{L\max} = I_o + \frac{V_i T_s}{2L_o} D(1-D) \quad (2-14)$$

$$I_{L\min} = I_o - \frac{V_i T_s}{2L_o} D(1-D) \quad (2-15)$$

即临界工作状态时有

$$I_o = I_{OC} = \frac{V_i T_s}{2L_o} D(1-D) \quad (2-16)$$

式中, I_{OC} 为保证电感电流连续时的最小负载电流, 该电流也是电感电流连续的临界值。由式 (2-16) 可知, 该值与 V_i 、 L_o 、 T_s 和占空比有关, 当 $D=0.5$ 时, I_{OC} 有最大值, $I_{OCM} = V_i T_s / (8L_o)$, 即

$$I_{OC} = 4I_{OCM} D(1-D) \quad (2-17)$$

可见, 临界连续电流 I_{OC} 是 I_{OCM} 和 D 的函数。

3. 电路外特性分析

图 2-5 所示为 Buck 型变换器的外特性, 表明了以占空比为参变量的 V_o 与 I_o 之间的关系。式 (2-4) 表示了理想条件下电流连续模式下电路外特性, 如图 2-5 中虚线右侧所示。式 (2-17) 则表示了电流连续与断续的临界状态下电路外特性。由式 (2-13)、式 (2-16)、式 (2-17) 可得

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{4D^2 I_{OCM}} + 1} \quad (2-18)$$

式 (2-18) 就是在电流断续状态下, Buck 型变换器的外特性, 如图 2-5 中虚线左边的特性所示。在断续区, D 保持不变时, 随着输出电流的减小, 输出电压增大。当空载时即 $I_o = 0$, 对任一占空比 D , $V_o = V_i$ 。当输入电压保持不变时, 加大 L_o 和 f_s , 可以减小 I_{OCM} , 减小电流断续区域。

2.1.2 升压型 DC-DC 变换器

升压型 DC-DC 变换器也常称为 Boost 型变换器, 是指输出电压高于输入电压的单管不隔离直流变换器, 其基本电路如图 2-6 所示。与图 2-2 相比可知, 这两种电路在拓扑上可以看作是对偶

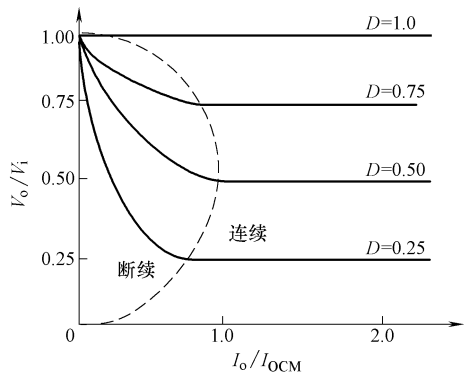


图 2-5 Buck 型变换器的外特性

的：Buck 型变换器电路在输入端并联大的滤波电容，认为是电压源输入，Boost 型变换器电路在输入端串联大的滤波电感 L_i ，认为是电流源输入；Buck 型电路在输出端串联大的滤波电感 L_o ，认为是采用电感滤波或者是接电流型负载，Boost 型电路在输出端并联大的滤波电容 C_o ，认为是采用电容滤波或者是电压型负载。与分析 Buck 型电路的基本工作原理一样，在下面的分析中，同样假设 Boost 型电路是工作在理想条件下。

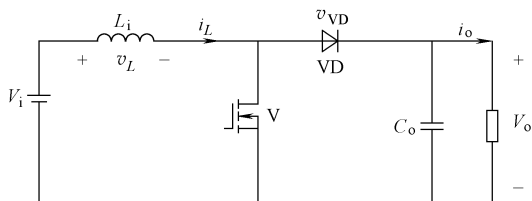


图 2-6 Boost 型变换器的原理电路

当开关管 V 导通时，电源电压全部加在电感 L_i 上，电感电流 i_L 线性增加，电能以磁能形式存储在电感中，此时输出电容 C_o 放电，负载上流过电流 I_o ，输出电压 V_o 极性上正下负，二极管 VD 承受反压截止；当开关管 V 截止时，电感线圈中的磁场保证 i_L 不变，即电感磁能转化成的电压与输入电压 V_i 串联，同时向电容和负载供电。

按电感电流 i_L 在每个周期初始时是否从零开始，Boost 型变换器电路工作可以分为电感电流连续模式和电感电流断续模式。其波形分别如图 2-7 和图 2-8 所示。

1. 电感电流连续模式

在输入输出保持不变情况下，当开关管 V 导通时，电感电流线性上升，其增量为

$$\Delta i_{L(+)} = \int_0^{T_{on}} \frac{V_i}{L_i} dt = \frac{V_i}{L_i} T_{on} = \frac{V_i}{L_i} D T_s \quad (2-19)$$

当 $t = T_{on}$ 时， i_L 达到最大值 I_{Lmax} 。当开关管 V 截止时，二极管 VD 导通，加在电感上的电压为 $V_i - V_o$ ，由于 $V_i < V_o$ ，电感电流线性减少，其变化量为

$$\Delta i_{L(-)} = \int_{T_{on}}^{T_s} \frac{V_i - V_o}{L_i} dt = \frac{V_i - V_o}{L_i} (T_s - D T_s) = \frac{V_i - V_o}{L_i} D' T_s \quad (2-20)$$

当 $t = T_s$ 时， i_L 达到最小值 I_{Lmin} 。由于在稳态时，这两个电流变化量相等，即

$$\Delta i_{L(+)} = |\Delta i_{L(-)}| = \Delta i_L$$

所以有

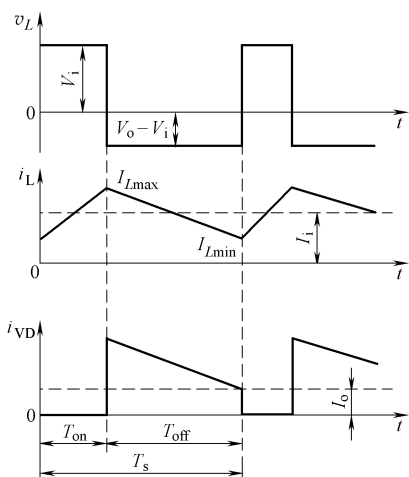


图 2-7 Boost 型变换器工作在电流连续模式时的波形

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{V_i}{L_i} D T_s = \frac{V_o - V_i}{L_i} (T_s - D T_s) = \frac{V_o - V_i}{L_i} D' T_s \quad (2-21)$$

由 $D + D' = 1$ ，整理式 (2-21) 可得

$$V_o = \frac{1}{1 - D} V_i \quad (2-22)$$

若根据图 2-7 中电感两端的电压波形 v_L 以及理想条件下电感的伏秒平衡原理，即在稳态工作时，加在电感两端电压平均值必然为零，同样可以推导得出式 (2-22)。

由上述分析可知，Boost 型变换器的输入电流 I_i 就是电感 L_i 上电流的平均值，即

$$I_{L\min} + I_{L\max} = 2I_i \quad (2-23)$$

由以上各式可得

$$I_{L\max} = I_i + \frac{V_i T_s}{2L_i} D \quad (2-24)$$

$$I_{L\min} = I_i - \frac{V_i T_s}{2L_i} D \quad (2-25)$$

假设在理想工作条件下变换电路没有损耗，则输入功率等于输出功率，即

$$V_i I_i = V_o I_o \quad (2-26)$$

结合式 (2-22)，有

$$I_o = (1 - D) I_i \quad (2-27)$$

由于在稳态工作时，电容 C_o 的平均电流为零，即在一个开关周期里，电容 C_o 的充电量等于放电量，则通过二极管 VD 的电流平均值就是输出负载电流 I_o 。同时需要强调的是，由于在一个开关周期中，电感 L_i 存在储能过程以及能量通过 VD 释放给负载的过程，这样若 Boost 型变换器没有接负载，那么这部分能量就无法消耗，将使得 V_o 不断升高，最后损坏变换器。这也是 Boost 型变换器与 Buck 型变换器的一个本质不同点。

由图 2-6 可知，电路在电流连续模式下工作时， $i_{VD} = i_o + i_c$ ，同时假定二极管 i_{VD} 中的纹波电流全部流入电容 C_o ，负载上只流过直流分量 I_o ，则有 $i_{VD} = I_o + i_c$ ，可见图 2-7 中 i_{VD} 波形的阴影部分就体现了电容充放电的电荷变化量 ΔQ ，则对应的电压脉动量为

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{I_o D T_s}{C_o} = \frac{V_o D T_s}{R_o C_o} \quad (2-28)$$

电压脉动量相对值为

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D T_s}{R_o C_o} \quad (2-29)$$

即可以通过增大开关频率和输出电容值来减小 ΔV_o 。Boost 型变换器中的电感在输

入端作为储能元件，与 Buck 型变换器中电感作为 LC 输出滤波器是不一样的，Boost 型变换器的输出电压纹波峰峰值通常要比 Buck 型变换器的大。

2. 电感电流断续模式

当电感 L_i 较小，或负载电阻较大，或 T_s 较大时，将出现电感电流已经下降到零，而新的周期还未开始的情况。这样当新的周期开始时，电感电流将从零开始线性增加，这种工作模式称为电感电流断续模式，相应的波形如图 2-8 所示。当开关管 V 导通时，电流从零开始线性增加，有

$$\Delta i_L = \int_0^{T_{on}} \frac{V_i}{L_i} dt = \frac{V_i}{L_i} T_{on} = \frac{V_i}{L_i} D T_s = I_{Lmax} \quad (2-30)$$

当开关管 V 截止时，电流从 I_{Lmax} 开始线性下降，并且在 $T_{on} + T'_{off}$ 时下降到零，有

$$\Delta i_L = \int_{T_{on}}^{T_{on}+T'_{off}} \frac{V_i - V_o}{L_i} dt = \frac{V_i - V_o}{L_i} T'_{off} = \frac{V_i - V_o}{L_i} D_p T_s \quad (2-31)$$

定义 $D_p = T'_{off}/T_s$ 整理式 (2-30)、式 (2-31) 可得

$$V_o = \frac{D + D_p}{D_p} V_i \quad (2-32)$$

而此时 $D + D_p \neq 1$ ，由图 2-8 中 i_{VD} 波形，并假定二极管 i_{VD} 中的纹波电流全部流入电容 C_o ，在负载上只流过直流分量 I_o ，则有

$$I_o = I_{VD} = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} I_{Lmax} T'_{off} = \frac{1}{2} I_{Lmax} D_p \quad (2-33)$$

把式 (2-30) 代入式 (2-33) 可得

$$I_o = \frac{1}{2} \frac{V_i}{L_i} D T_s D_p \quad (2-34)$$

在电流连续模式与电流断续模式之间有个临界工作模式，由上述分析可知，在连续

工作模式时， $I_{Lmax}/2 < I_i$ ；在断续工作模式时， $I_{Lmax}/2 > I_i$ ，可见临界工作模式的条件为， $I_{Lmax}/2 = I_i$ 。结合等式 (2-24)、式 (2-25)、式 (2-27) 有

$$I_o = I_{OC} = \frac{V_i T_s}{2 L_i} D (1 - D) \quad (2-35)$$

式中， I_{OC} 为保证电感电流连续的最小负载电流，该电流也是电感电流连续的临界值。可见该值与 V_i 、 L_i 、 T_s 和占空比 D 均有关，当 $D=0.5$ 时， I_{OC} 有最大值，即

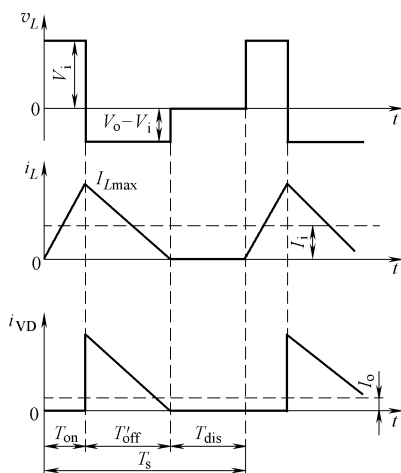


图 2-8 Boost 型变换器工作在断续模式时的波形

$$I_{OCM} = \frac{V_i T_s}{8L_i} \quad (2-36)$$

则式 (2-35) 可写成

$$I_{OC} = 4I_{OCM}D(1-D) \quad (2-37)$$

可见, 临界连续电流 I_{OC} 是 I_{OCM} 和 D 的函数。

3. 电路外特性分析

图 2-9 所示为 Boost 型变换器的外特性。式 (2-22) 表示理想条件下, 电流连续模式的电路外特性, 如图中的虚线右侧所示。式 (2-35) 则表示电流连续与电流断续的临界状态下电路外特性。结合式 (2-32)、式 (2-34)、式 (2-36) 可得

$$\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{1}{4D^2 \frac{I_{OCM}}{I_o} + 1} \quad (2-38)$$

式 (2-38) 表示了电流断续模式下电路的外特性。

2.1.3 升降压型 DC-DC 变换器

升降压型 DC-DC 变换器结合了上述的 Buck 型变换器和 Boost 型变换器的特点。这里将简要介绍 Buck-Boost 型和 Cuk 型两种变换器。

1. Buck-Boost 型变换器

Buck-Boost 型变换器是采用 Buck 型变换器与 Boost 型变换器的一种级联组合方式。它的输出电压既可以低于也可以高于输入电压, 输出电压极性与输入相反。

Buck-Boost 型变换器的基本电路如图 2-10a 所示, 图 2-10b 为电路中各主要电压、电流波形。根据流过电感的电流连续与否, Buck-Boost 型变换器的工作方式也可以分为电流连续和电流断续两种模式。以下仅就电流连续模式, 对 Buck-Boost 型变换器的基本工作原理做简述。

在 T_{on} 阶段, 开关管 V 导通, 二极管 VD 截止, 输入电压对电感 L 充电, 电能转换成磁能存储在电感线圈中, 二极管反向偏置, 滤波电容 C_o 向负载提供能量, 维持输出电压 V_o 基本不变, 即有

$$\Delta i_{L(+)} = \int_0^{T_{on}} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i}{L} T_{on} = \frac{V_i}{L} DT_s \quad (2-39)$$

在 T_{off} 阶段, 开关管 V 截止, 电感 L 中为了保持电流的连续产生下正上负的电感电动势, 二极管 VD 导通, 电感 L 把在 T_{on} 时段存储的磁能释放给电容 C_o 和负载,

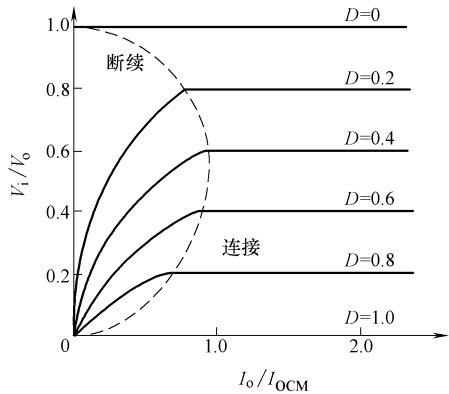
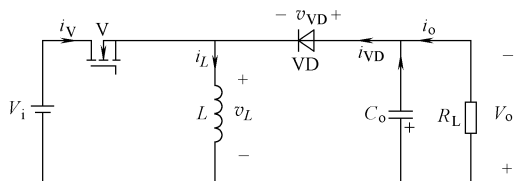
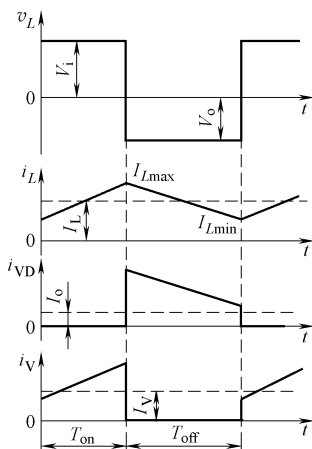


图 2-9 Boost 型变换器的外特性



a) 电路



b) 波形

图 2-10 Buck-Boost 型变换器的基本电路及其主要电压、电流波形

即有

$$\Delta i_{L(-)} = \int_0^{T_{off}} -\frac{V_o}{L_0} dt = -\frac{V_o}{L_0} T_{off} = -\frac{V_o}{L_0} (1-D) T_s \quad (2-40)$$

电路在稳定工作条件下有

$$\Delta i_{L(+)} = -\Delta i_{L(-)} = \Delta i_L \quad (2-41)$$

结合式 (2-39)、式 (2-40) 整理可得

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (2-42)$$

上式是以图 2-10a 中参考电量方向得出的, 可见输出电压与输入电压的极性是相反的。当 $D \leq 0.5$ 时, $|V_o| \leq |V_i|$; 当 $D > 0.5$ 时, $|V_o| > |V_i|$ 。因此, Buck-Boost 型变换器既可以实现升压, 也可以实现降压功能。由 $I_V = DI_L$ 、 $V_i I_V = V_o I_o$ 可得

$$I_L = \frac{1}{1-D} I_o \quad (2-43)$$

由式 (2-39) 可知, 电感电流纹波 Δi_L 为

$$\Delta i_L = \frac{V_i}{L} D T_s \quad (2-44)$$

可见,变换器中电感电流的纹波值与 Boost 型变换器类似。

当开关管导通时,输出电容放电为负载提供电流,输出电容的平均放电电流等于 I_o 。当开关管关断时,电感释放储能为输出电容充电,并提供负载电流。稳态工作时,电容平均充电电流必须等于电容平均放电电流。采用与之前的 Boost 型变换器电路相同的分析方法,可以求出输出端电压的纹波为

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{R_o C_o} \quad (2-45)$$

可见,输出电压纹波 ΔV_o 的表达式与 Boost 型变换器的类似,可以通过增大开关频率或输出电容值来减小电压纹波。

2. Cuk 型变换器

从前面变换器的基本工作原理的分析可知道,对于 Buck 型变换器,电感 L 在输出端,输出电流的脉动小于输入电流;对于 Boost 型变换器,电感在输入端,输入电流的脉动小于输出电流;对于 Buck-Boost 型变换器,电感 L 放置在中间支路,导致输入与输出的电流脉动都很大,这样通常还需要在输入侧与输出侧增加滤波环节。而 Cuk 型变换器可以看作是 Boost 型变换器和 Buck 型变换器的串联连接,在输入和输出端都串接有电感,其输入和输出的电流脉动可以得到很好的抑制。如图 2-11a 所示, L_1 为输入储能电感, L_2 为输出端滤波电感, C_1 为储能电容, C_2 为输出端滤波电容。

Cuk 型变换器的输出电压可以高于或者低于输入电压,极性与输入电压相反。可以认为, Cuk 型变换器是由 Buck -Boost 型变换器派生的一种电路,输入与输出之间的能量传递是通过电容,而不是 Buck-Boost 型变换器中的电感。其工作波形如图 2-11b 所示。根据开关管 V 的关断时间内,二极管 VD 上流过的电流是否出现为零状态, Cuk 型变换器同样也分为电流连续和电流断续两种模式。以下仅就电流连续模式来讨论 Cuk 型变换器的基本工作原理。

在开关管 V 导通期间,电压 V_i 对电感 L_1 充电,电容 C_1 上的电压使二极管 VD 反向偏置截止,电容 C_1 通过由开关管 V、 C_2 、负载 R_L 、 L_2 构成的回路向负载提供能量,并同时向 L_2 、 C_2 传递能量,输出电压依靠滤波电感 L_2 和 C_2 维持基本不变。在开关管 V 关断期间,电感上的电压极性反向,以维持电感电流连续,二极管 VD 正向导通。电源电压 V_i 与输入电感 L_1 的储能为电容 C_1 充电,输入能量变为电场能存储在 C_1 中。负载电流由输出电感 L_2 与输出电容 C_2 的储能来供电。

假设电路工作在理想条件下, C_1 、 C_2 足够大,在一个开关周期中,电容电压近似保持不变。电感 L_1 、 L_2 电压平均值为零。这样可得到 $V_{C2} = V_o$, $V_{C1} = V_i + V_o$ (按图中电量参考方向)。在开关管 V 导通期间,输入电流 i_{L1} 的增量为

$$\Delta i_{L1(+)} = \int_0^{T_{on}} \frac{V_i}{L_1} dt = \frac{V_i}{L_1} T_{on} = \frac{V_i}{L_1} DT_s \quad (2-46)$$

在开关管 V 关断期间,输入电流 i_L 的增量为

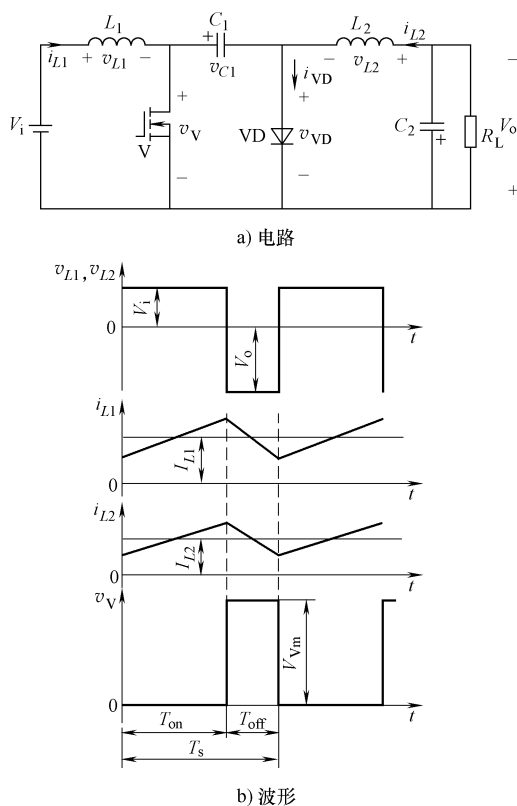


图 2-11 Cuk 型变换器的电路及主要波形

$$\Delta i_{L1(-)} = \int_0^{T_{off}} \frac{V_i - V_{C1}}{L_1} dt = \int_0^{T_{off}} -\frac{V_o}{L_1} dt = -\frac{V_o}{L_1}(1-D)T_s \quad (2-47)$$

假设电路工作在稳定条件下，则有

$$\Delta i_{L1(+)} = -\Delta i_{L1(-)} = \Delta i_{L1} \quad (2-48)$$

结合式 (2-46)、式 (2-47)，整理可得

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (2-49)$$

式 (2-49) 是以图 2-11a 中标注的电量参考方向得出的。可见，只需改变占空比 D 的大小，Cuk 型变换器和 Buck-Boost 型变换器一样具有升降压功能，输出电压与输入电压的极性也是相反的。

由图 2-11a 可以看出，Cuk 型变换器的输出部分由滤波电感 L_2 、滤波电容 C_2 及负载电阻构成，这与前述的 Buck 型变换器的输出电路完全一样，因此可以采用相似的方法分析 Cuk 型变换器的输出电压的纹波。在开关管 V 关断期间， L_2 通过二极管 VD 向负载释放能量，这期间 i_{L2} 的增量为

$$\Delta i_{L2(-)} = \int_0^{T_{\text{off}}} -\frac{V_o}{L_2} dt = -\frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \quad (2-50)$$

$$\Delta i_{L2} = -\Delta i_{L2(-)} = \frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \quad (2-51)$$

电容充放电电荷 ΔQ 为

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{DT_s}{2} + \frac{D_0 T_s}{2} \right) \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{1}{8} \Delta i_{L2} T_s \quad (2-52)$$

对应的电压脉动量为

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_2} = \frac{T_s}{8C_2} \Delta i_{L2} = \frac{V_o T_s^2 (1-D)}{8L_2 C_2} \quad (2-53)$$

电压脉动相对值为

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2 (1-D)}{8L_2 C_2} \quad (2-54)$$

可见, 提高开关频率可以有效地减小输出电压纹波。

与前面介绍的其他变换器一样, 当输入电流 i_{L1} 的平均值 I_{L1} 小于其电流纹波峰峰值的一半即 $I_{L1} < \Delta I_{L1}/2$ 时, 或电感 L_2 的平均值小于其电流纹波峰峰值的一半, 电路将工作在电流断续模式。由式 (2-47)、式 (2-51) 可知, Cuk 型变换器工作在电流连续模式下的条件为

$$\frac{L_1}{T_s} > \frac{(1-D)^2 V_o}{2DI_o} \quad (2-55)$$

$$\frac{L_2}{T_s} > \frac{(1-D)V_o}{2I_o} \quad (2-56)$$

2.1.4 隔离型变换器

以上介绍的直流变换器都是属于不带变压器隔离的变换器。当需要在输入电源与输出负载之间的地 (或公共点) 进行隔离, 或者需要提供多路独立输出电源时, 就必须采用带隔离变压器的变换器电路结构, 同时利用变压器还能实现电压的调节。带隔离变压器的变换器电路种类很多, 通常按输出变压器二次绕组极性接法的不同, 可以分为正激式和反激式变换器两种。正激式变换器的一次和二次绕组极性相同, 反激式变换器的一次和二次绕组极性相反。正激式变换器常用于 100 ~ 500W 的中等功率的装置中, 反激式变换器则常用于 50 ~ 200W 的应用装置中。为了选择合适的变换器拓扑, 应用时需要考虑很多因素, 如是否经济可行、电磁干扰以及体积和重量等问题。

2.1.4.1 正激式变换器

正激式变换器可以认为是在 Buck 型变换器中插入隔离变压器后衍变而来的。图 2-12、图 2-13 所示为一种带有一路二次输出的正激式变换器的原理图和主要工

作波形。V 为开关管（图中以 MOSFET 为例），VD₂ 为输出整流二极管，VD₃ 为续流二极管，VD₁ 为复位绕组上串联二极管。L_o、C_o 分别为输出滤波电感和滤波电容。变压器一次、二次绕组匝数分别为 N_p、N_s，复位绕组匝数为 N_i。

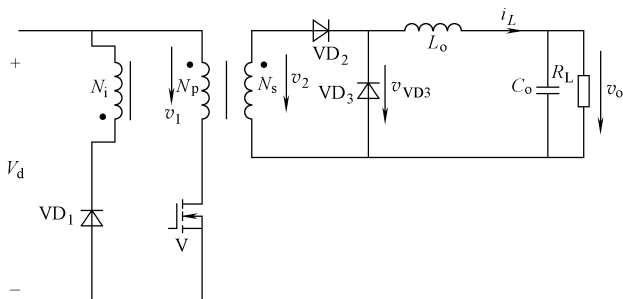


图 2-12 正激式变换器电路

正激式变换器的连续工作模式可以分为三个阶段：

阶段一（ $0 < t \leq DT_s$ ）：

开关 V 导通，一次绕组 N_p 的同名端接到输入电压 V_d 的正极，此时所有变压器绕组的同名端电压极性均为正。变压器的励磁电流 i_M 从零开始线性增加，有

$$i_M = \frac{V_d}{L_M} t \quad (2-57)$$

一次绕组电流线性增大，二次绕组上电压 V₂ 为

$$V_2 = V_d \frac{N_s}{N_p} \quad (2-58)$$

整流二极管 VD₂ 导通，续流二极管 VD₃ 截止，滤波电感电流 i_L 线性增加，其基本工作特性与 Buck 型变换器开关管 V 导通时特性一致。复位绕组中二极管 VD₁ 反偏截止。在这个阶段，输入能量正向传输给输出电感，因而这种拓扑被称为正激式变换器。从式（2-58）可知，只需改变一次、二次绕组的匝数就可以实现调节输出电压的目的。同时，在正激式变换器中，还可以按负载的要求方便地增加多个二次绕组，以实现多路隔离输出。

阶段二（ $DT_s < t \leq (D + D_2)T_s$ ）：

开关管 V 在 DT_s 时刻关断，一次绕组中的电流中断，使得一次绕组电压极性反向。此时变压器绕组同名端相对于非同名端极性为负。连接于复位绕组 N_i 的同名端与输入公共点之间的箝位二极管 VD₁ 使得该电压不能降低到它的通态压降（大约 1V）之下。此时的变压器通过复位绕组进行磁复位，若忽略箝位二极管 VD₁ 的

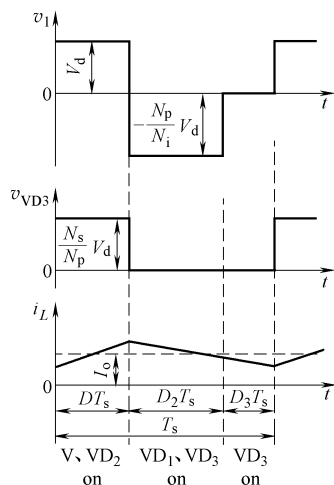


图 2-13 正激式变换器电路
主要工作波形

压降, 则复位绕组上的电压为 $-V_d$ 。

假设可以不考虑变压器的漏感, 一次绕组上的电压为

$$v_1 = -V_d \frac{N_p}{N_i} \quad (2-59)$$

二次绕组上的电压为

$$v_2 = -V_d \frac{N_s}{N_i} \quad (2-60)$$

整流管 VD_2 反向偏置, 续流二极管 VD_3 正向偏置, 输出电感释放储能满足负载的需要。这个过程也是与 Buck 型变换器中开关管 V 关断时工作对应一致的。此时开关管在关断状态承受电压为

$$V_{VM} = V_d + V_d \frac{N_p}{N_i} = V_d \left(1 + \frac{N_p}{N_i} \right) \quad (2-61)$$

如果复位绕组的匝数等于一次绕组的匝数, 则一次绕组和复位绕组的电压都等于输入电压 V_d 。开关管承受的电压为输入电源电压的两倍。

由于二极管 VD_1 导通, 输入电源电压 V_d 反向加在复位绕组上, 变压器铁心去磁, 一次绕组中储存的能量回馈至输入电源。在时间段 $D_2 T_s$ 内满足伏秒平衡条件:

$$D_2 T_s \left(\frac{N_p}{N_i} V_d \right) = D T_s V_d \quad (2-62)$$

为了防止变压器的磁通由于不断增加导致的磁心饱和现象, 必须保证变压器的磁心在下个开关周期开始之前完全复位。因此, 对于给定匝比 N_i/N_p , 由式(2-62)可知, 开关管的最大占空比 $D_{\max}$ 满足

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + (N_i/N_p)} \quad (2-63)$$

假设复位绕组的匝数等于一次绕组的匝数, 那么最大占空比即等于 50%。而如果复位绕组的匝数小于一次绕组的匝数, 最大占空比就大于 50%, 但考虑到式(2-61), 这时开关管就要承受更大的电压应力。

当满足了磁心复位的伏秒平衡后, 二极管 VD_1 关断, 变换器进入到阶段三的工作模式。

阶段三 $((D + D_2) T_s < t \leq T_s)$:

在这个阶段, 变压器完成了磁复位, 绕组中都没有电流, 电压也都为零, 变换器中只有 VD_3 续流导通, 开关管 V 上电压 $V_{VF} = V_d$ 。

正激式变换器的电压调整率, 可以通过二次侧的输出电感 L_o 上的伏秒平衡关系得到, 即

$$\left(V_d \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) D T_s + (-V_o)(1 - D) T_s = 0 \quad (2-64)$$

可以得到输出电压为

$$V_o = V_d \frac{N_s}{N_p} D \quad (2-65)$$

可见，正激式变换器的电压调整率与传统的 Buck 型变换器的相类似。改变正激式变换器的变压器匝数比 N_s/N_p ，还可以调节电压的不同比例，使得这种变换器的输出电压既可以高于也可以低于输入电源电压，开关管的占空比 D 可以在一个合理的范围内变化。在实际应用中，占空比通常取值在 0.45 左右，使得开关管的开关损耗较小。

按照与 Buck 型变换器相似的分析方法，输出电感电流纹波的峰峰值为

$$\Delta I_{om} = \frac{DV_d (N_s/N_p)(1-D)T_s}{L_o} \quad (2-66)$$

正激式变换器的输出电压纹波值为

$$\Delta v_o = \frac{V_d (N_s/N_p) D (1-D) T_s^2}{8 L_o C_o} \quad (2-67)$$

可见，除了由变压器匝数比 N_s/N_p 决定的放大系数外，正激式变换器的电感电流纹波和输出电压纹波都与传统的 Buck 型变换器的非常相似。

与 Buck 型变换器一样，正激式变换器也可以工作在电流断续模式，电感电流可以回到 0，使得二极管 VD_2 、 VD_3 的反向恢复条件都得到改善，也改善了开关管 V 的开通条件。

以下简要介绍的是双管正激式变换器的工作原理，其原理电路如图 2-14 所示。

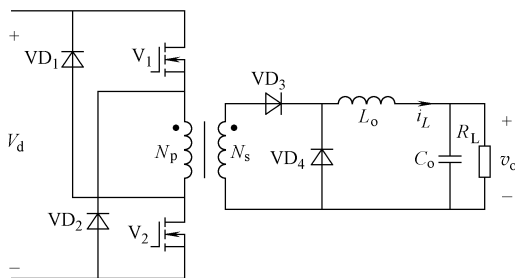


图 2-14 双管正激式变换器

图 2-14 中的功率开关管 V_1 、 V_2 的驱动信号是同步一致的，即在上面分析的阶段一工作区间中，这两个管是同时开通的，在阶段二、阶段三工作区间，它们同时关断。输出侧的工作模式与单管正激式变换器一致，在阶段一工作区间时， VD_3 正偏导通，能量正向传递给输出侧，电感储能。在阶段二的区间工作时，功率管 V_1 、 V_2 关断， VD_1 、 VD_2 导通，加在变压器一次绕组的电压变为 $-V_d$ ，励磁电流以 $-V_d/L_M$ 斜率下降，当励磁电流回到零时，实现了磁心的复位， VD_1 、 VD_2 反偏截止。在阶段二和阶段三输出端由续流二极管 VD_4 导通。

可见, 双管正激式变换器的基本工作过程与单管正激式变换器的绕组 $N_p = N_i$ 时的工作原理是一致的。同样, 双管正激式变换器开关管的占空比 $D < 0.5$ 。在电压应力方面, 双管正激式变换器中, 每个开关管只需要承受电源电压, 而单管正激式变换器中, 开关管则要承受两倍的电源电压 (当 $N_p = N_i$ 时)。此外, 与半桥式或全桥式直流变换器相比, 双管正激式变换器不存在桥臂直通的危险。

2.1.4.2 反激式变换器

反激式变换器可以认为是在 Buck-Boost 型变换器中插入隔离变压器后衍变而来的。图 2-15 所示为一种带有一路二次输出的反激式变换器的原理图, 图 2-16 为电流连续和断续两种工作模式下电路的主要工作波形。

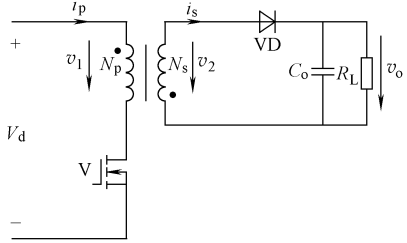


图 2-15 反激式变换器电路

当开关管 V 开通时, 由变压器的极性连接可知, 输出整流二极管 VD 反向偏置。在这个时段, 输出负载电流由输出电容 C_o 维持。需要注意的是反激式变换器并不需要续流二极管。此时的变压器二次绕组相当于开路, 只有一次绕组流过电流, 相当于一个电感, 若忽略开关管的通态电压降, 一次绕组电流按下式线性增长:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_d}{L_p} \quad (2-68)$$

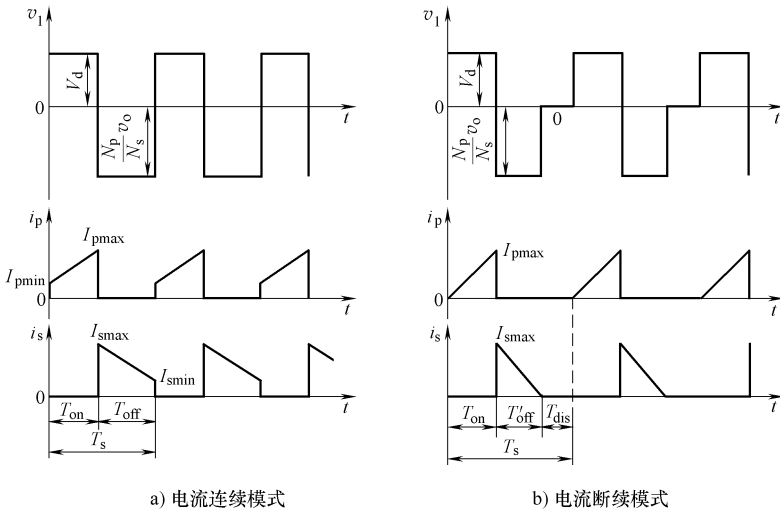


图 2-16 反激式变换器工作波形

式中, L_p 是一次绕组的电感。当开关管关断时, 由于磁通不能突变, 一次绕组电压极性反相, 输出整流二极管 VD 正偏导通, 二次绕组中有电流流过, 此时变压器

只有二次绕组工作，等效为一个电感。二次绕组电流按下式线性减小：

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{v_2}{L_s} \quad (2-69)$$

式中， L_s 是二次绕组的电感； v_2 是二次绕组上的电压。如果在开关周期结束之前，二次绕组的电流已经减小到 0，反激式变换器工作在电流断续模式如图 2-16b 所示，反之则工作在电流连续模式，如图 2-16a 所示。

(1) 变换器工作在电流连续模式

由式 (2-68) 可得，在 T_{on} 时一次电流的峰值 I_{pmax} 为

$$I_{pmax} = I_{pmin} + \frac{V_d}{L_p} T_{on} \quad (2-70)$$

式中， T_{on} 是开关管的导通时间。可以看出，最大输入电流 I_{pmax} 与负载的变化无关，由式 (2-69) 可得，在一个开关周期结束时， i_s 减小到最小值，即为

$$I_{smin} = I_{smax} - \frac{v_2}{L_s} T_{off} = I_{smax} - \frac{v_2}{L_s} (1-D) T_s \quad (2-71)$$

工作在电流连续模式时，开关管在二次电流下降到 0 之前再次开通，此电流再次转移到一次侧。一次、二次电流之间的关系由变压器匝数比决定，即

$$I_{smax} - I_{smin} = \frac{N_p}{N_s} (I_{pmax} - I_{pmin}) \quad (2-72)$$

平均输出电流 I_o 为

$$I_o = \left(\frac{I_{smax} + I_{smin}}{2} \right) \frac{T_{off}}{T_s} \quad (2-73)$$

由图 2-16a 中 v_1 波形，利用伏秒平衡条件，可得

$$V_d D T_s = \frac{N_p}{N_s} v_o (1-D) T_s \quad (2-74)$$

即反激式变换器在连续工作模式时的平均输出电压 v_o 为

$$v_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} V_d \quad (2-75)$$

上式在 $N_p/N_s = 1$ 时，与 Buck-Boost 型、Cuk 型等变换器工作在电流连续模式时的电压表达式完全一致。可见，反激式变换器具有与它们类似的特性。开关管在截止时承受的电压为输入直流电压加上输出电压映射回绕组一次电压，即

$$V_{TM} = V_d + \frac{N_p}{N_s} v_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (2-76)$$

可见，反激式变换器的开关器件承受较高的电压应力，而且在实际应用中，式 (2-76) 电压还要考虑再叠加上变压器漏电感产生的振荡电压。

开关管导通时，二极管 VD 承受的电压为

$$V_{VD} = v_o + \frac{N_s}{N_p} V_d \quad (2-77)$$

(2) 变换器工作在电流断续模式

如果在一个开关周期结束时, 二次绕组的电流刚好减小到零, 即工作在临界状态, 结合式 (2-70)、式 (2-71)、式 (2-73) 可知, 临界工作状态时的负载电流为

$$I_{OC} = I_o = \frac{V_d T_s}{2L_p} \frac{N_p}{N_s} D(1-D) \quad (2-78)$$

式中, I_{OC} 为保证输出电感电流连续的最小负载电流, 该值与 V_d 、 L_p 、 T_s 、变压器匝数比和占空比有关。在 $D=0.5$ 时, 有最大值为

$$I_{OCmax} = \frac{V_d T_s}{8L_p} \frac{N_p}{N_s} \quad (2-79)$$

即式 (2-78) 可以改写为

$$I_{OC} = 4I_{OCmax} D(1-D) \quad (2-80)$$

可见, 电感电流临界连续的边界 I_{OC} 是 I_{OCmax} 和 D 的函数。

由图 2-16b 所示的 v_l 波形, 利用伏秒平衡条件可得

$$V_d D T_s = \frac{N_p}{N_s} v_o D_p T_s \quad (2-81)$$

式中, $D_p = T'_{off}/T_s$ 。同时由图 2-16b 可得

$$I_{smax} = \frac{v_o}{L_s} D_p T_s \quad (2-82)$$

$$I_o = \frac{1}{2} I_{smax} D_p \quad (2-83)$$

结合式 (2-81) ~ 式 (2-83) 可得

$$v_o = \frac{V_d^2 D^2}{2L_s I_o} \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 T_s \quad (2-84)$$

可见输出电压不仅与 D 有关, 而且还与负载电流 I_o 的大小相关。

与其他变换器拓扑相比, 反激式变换器对输出电压的跟踪性能更好, 特别是电流断续模式的反激式变换器电路与电流连续模式的相比, 响应更快, 负载电流或输入电压突变引起的输出电压瞬时尖峰较小, 不过电流断续模式的峰值电流更大。

对于多路输出的应用场合, 反激式变换器只需要增加二次输出绕组、二极管和电容就能满足要求, 易于实现。同时, 由于反激式变换器不需要输出电感, 可以节约体积和成本。但要注意的是, 由于反激式变换器变压器的利用率较低, 对变压器的优化设计显得尤为重要。

2.2 DC-AC 变换器——逆变器

DC-AC 变换器实现的是直流电转换为交流电的过程，能实现这种过程的变换器通常称为逆变器。

按照逆变器输出相数的不同，可以分为单相逆变器和三相逆变器。

2.2.1 单相逆变器

电压型单相逆变器可以简单分为单相半桥式和单相全桥式两种，如图 2-17 所示。单相半桥式逆变器结构简单，适用于小功率装置。单相全桥式逆变器适用于较大功率的应用。

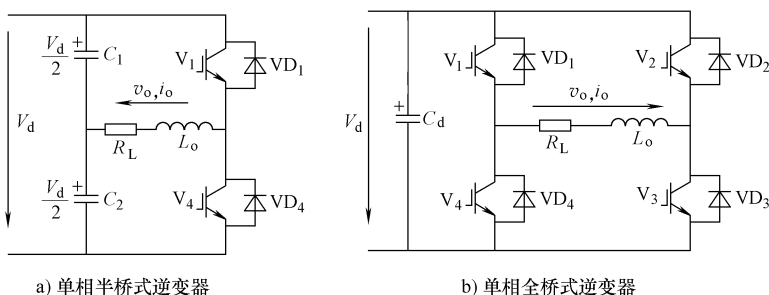


图 2-17 电压型单相逆变器电路

以下将介绍的是单相全桥式方波逆变器。所谓方波逆变器指的是输出的电压 v_o 为交变方波，脉宽 $\tau = \pi \text{rad}$ 。图 2-18 所示为以电感性负载为分析对象的相关电信号波形。可见，这类逆变器需要加在开关管上的控制信号 v_{g1} 和 v_{g3} ， v_{g2} 和 v_{g4} 是一致的，且它们之间相位互补，即相位差为 πrad 。

从图 2-18 可见，在 $[0, \theta_1]$ 阶段，输出电流 i_o 为负，输出电压 v_o 为正，电路中，由于器件 VD_1 和 VD_3 导通，逆变器输出的瞬时功率为负，实质上，此时电路是工作在整流状态，负载中的能量反馈回直流侧。在 $t = \theta_1$ 时， $i_o = i_{VD1} = 0$ ， VD_1 截止， $v_{g1} > 0$ ，开关管 V_1 导通，负载电流从 VD_1 转移到 V_1 ，另一桥臂电流从 VD_3 转移到 V_3 ，这类电流转移发生在电流过零时刻，常称为自然换流。由于自然换流发生在桥臂内器件之间，并不改变整个导电回路，物理过程比较简单，也常称为臂内换流。在 $[\theta_1, \pi]$ 阶段，开关管 V_1 、 V_3 导通，输出电压 v_o 和输出电流 i_o 同向，逆变器输出的瞬时功率为正，电源向负载提供能量，电路工作在逆变状态。在 $t = \pi$ 时， $v_{g1} = 0$ ，开关管 V_1 关断， $i_o > 0$ ，为了维持电流不变， VD_4 导通，同时，虽然此时 $v_{g2} > 0$ ，但 VD_2 正偏导通， V_2 反偏阻断，负载电流从 V_1 转移到 VD_4 ， V_3 转移到 VD_2 ，这类电流的转换时，退出导通的器件中的电流没有自然过零特性，常

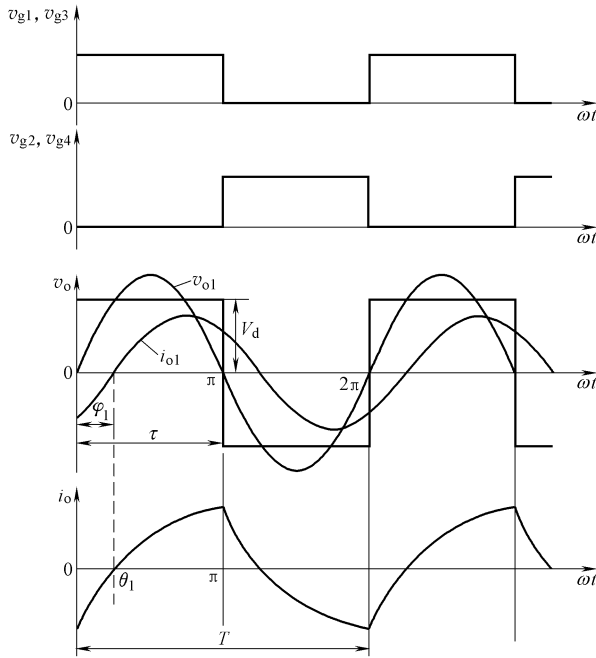


图 2-18 电压型单相全桥式方波逆变器工作波形（感性负载）

称为强迫换流，由于强迫换流发生在上下桥臂的开关管之间，改变了导电回路，物理过程比较复杂，也常称为臂间换流。在 $[\pi, 2\pi]$ 半个周期中的工作原理与上述相类似，在此不再赘述。

从以上分析可知：

1) 逆变器输出电压 v_o 为交变方波，频率即为开关管的工作频率 f ，波形与负载参数无关。将 v_o 用傅里叶级数展开，得

$$\begin{aligned}
 v_o &= \sum_n \frac{4V_d}{n\pi} \sin n\omega t \\
 &= \frac{4V_d}{n\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \cdots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \quad (2-85) \\
 &\quad (n = 1, 3, 5 \cdots)
 \end{aligned}$$

式中， $\omega = 2\pi f$ 。

可见，输出电压 v_o 的基波幅值为

$$v_{o1m} = \frac{4V_d}{\pi} = 1.27V_d \quad (2-86)$$

除了基波分量外，输出电压 v_o 还包含奇次谐波，其幅值随谐波次数增加递减。

2) 逆变器输出电流 i_o 的波形与负载性质和参数紧密相关。图 2-18 给出的为感性负载时，输出电流基波 i_{o1} 滞后于输出电压基波 v_{o1} 一个角度 $\varphi_1 = \arctan$

$(\omega L_o/R_o)$ 。

3) 由式 (2-86) 可知, 方波逆变器的输出电压的基波仅取决于输入直流电压 V_d 的大小。但是在实际应用中, 通常都需要逆变器的输出电压可以在不同的范围内连续可调, 采用相移式方波逆变器可以实现调压的目的。

2.2.2 脉宽调制 (PWM) 控制

逆变器中脉宽调制 (PWM) 技术是指利用调制信号幅值和频率的周期性变化, 从而实现逆变器的输出电压为幅值和频率都可调的交流电压。其中, 正弦波脉宽调制 (SPWM) 技术通过把调制信号正弦化, 使得输出的脉冲序列的占空比以正弦波的规律变化, 逆变器的输出电压中的谐波成分大大减小。

PWM 可以分为单极性调制和双极性调制两种。

1. 单极性调制

所谓单极性调制, 是指在一个载波周期 T_c 中, v_o 只有幅值的变化而没有极性的变化, 即

$$v_o = \begin{cases} V_d & (0 < t < DT_c) \\ 0 & (DT_c < t < T_c) \end{cases} \quad \left| \quad (v_s > 0) \right. \quad (2-87)$$

$$v_o = \begin{cases} -V_d & (0 < t < DT_c) \\ 0 & (DT_c < t < T_c) \end{cases} \quad \left| \quad (v_s < 0) \right.$$

可见, v_o 的输出与控制信号 v_s 的极性有关。

主电路还是采用图 2-17b 所示的单相全桥式逆变器电路, 习惯上把主电路中 V_1 和 V_4 构成的桥臂称为方向臂, 把 V_2 和 V_3 构成桥臂称为斩波臂。

在采用单极性 SPWM 控制技术时, 如图 2-19 所示, 调制波 v_s 为正弦波, 即

$$v_s = V_{sm} \sin \omega t = V_{sm} \sin(2\pi f t) \quad (2-88)$$

式中, f 为输出电压频率。载波 v_c 为三角波, 其频率为 f_c , 幅值为 V_{cm} 。定义调制比 m 为

$$m = \frac{V_{sm}}{V_{cm}} \quad (2-89)$$

载波比为

$$K = \frac{f_c}{f} = \frac{T}{T_c} \quad (2-90)$$

调制波 v_s 正半周时, 方向臂中 V_1 恒开通、 V_4 恒关断, 调制波 v_s 负半周时, 方向臂中 V_4 恒开通、 V_1 恒关断。由调制波和载波的交点可以得到对应的斩波臂中开关管 V_3 、 V_2 的开关信号。斩波臂中开关信号的周期为三角载波, 占空比按正弦规律变化。图 2-19 中的输出电压 v_o 具有奇函数和半波对称 $[f(t) = -f(t + T/2)]$ 性质, 可以采用傅里叶级数对其分析, 当载波比 K 足够大, 即 $T \gg T_c$, 且调制比 $m <$

1 时, 输出电压 v_o 的基波随调制比 m 线性增加, 即该逆变器具有线性调压的性能。

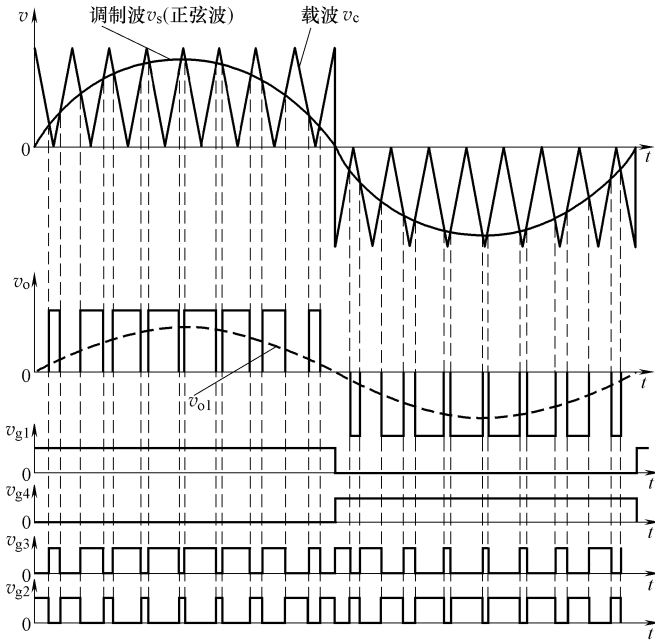


图 2-19 单极性 SPWM 单相逆变器驱动信号和输出波形

2. 双极性调制

所谓双极性调制, 是指在一个载波周期 T_c 中, 输出电压 v_o 的极性发生了一次变化, 即

$$v_o = \begin{cases} V_d & (0 < t < DT_c) \\ -V_d & (DT_c < t < T_c) \end{cases} \quad (2-91)$$

其平均值为

$$V_o = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_o dt = (2D - 1) V_d \quad (2-92)$$

可见, V_o 的幅度和极性均取决于 D 值。双极性调制既可以用于半桥式电路, 也可用于全桥式电路。

主电路还是采用图 2-17b 所示的全桥式电路。

与单极性调制的变换器输出电流相比较, 双极性调制的输出负载电流脉动较大, 但不会出现断续现象, 而单极性调制的输出电流脉动小, 但是在轻载情况下可能会出现负载电流断续现象。

在采用双极性 SPWM 技术时, 如图 2-20 所示, 调制波 v_s 为正弦波, 双极性对称三角波 v_c 为载波, 调制比 m 和载波比 K 的定义与单极性 SPWM 控制时式 (2-89) 和式 (2-90) 相同。由调制波和载波的交点可以得到相位互补的两组信号作为开

关驱动信号，它们各自的脉宽 τ 随时间按正弦规律变化。

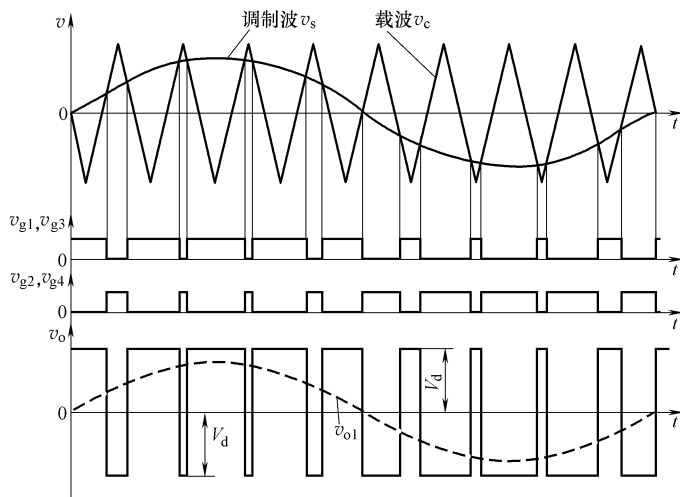


图 2-20 双极性 SPWM 单相逆变器驱动信号和输出波形

由图 2-20 可知，输出电压 v_o 具有奇函数和半波对称性质 $[f(t) = -f(t + T/2)]$ ，可以采用傅里叶级数对其进行分析。通过调节调制比 m ，即改变了调制波的幅值（一般电路中，三角载波的峰值保持不变），改变了调制波和载波的交点就可以调节输出电压 v_o 。在 $m \leq 1$ 条件下，SPWM 的基波也就是输出电压基波 v_{o1} 随调制比 m 线性变化。与方波逆变器相比，双极性 SPWM 在线性调制时直流电压利用率较低，有时为了提高直流电压利用率而同时又要保持较低的谐波含量，采用在正弦调制波上叠加 3 次谐波的方法。

2.2.3 三相逆变器

三相逆变器电路示意图如图 2-21 所示。该电路可以看作是由三个单相半桥式逆变器构成的。

对于三相逆变器的 SPWM 控制，调制和输出电压波形如图 2-22 所示。由于三相逆变器可以看作是由三个单相半桥式电路组合而成的，因此只能采用

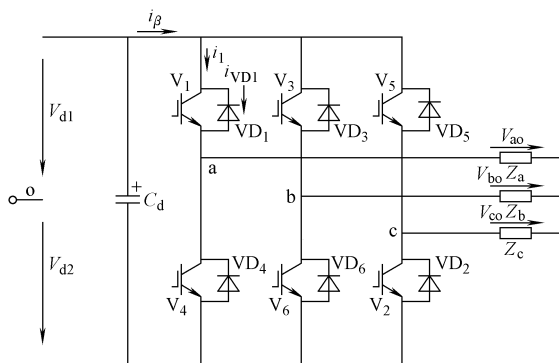


图 2-21 三相逆变器电路图

用双极性 SPWM 控制方式。三相调制正弦波信号相互错开 120° ，采用同一个三角载波。以 a 相为例，当 $v_a > v_c$ 时，a 相上桥臂 V_1 为导通信号，下桥臂 V_4 为关断信

号, 则 a 相相对于直流电压源的中点 O' 的电压为 $V_{ao'} = V_d/2$; 当 $v_a < v_c$ 时, a 相上桥臂 V_1 为关断信号, 下桥臂 V_4 为开通信号, 则 a 相相对于直流电压源的中点 o' 的电压为 $V_{ao'} = -V_d/2$ 。 V_1 和 V_4 的开关信号是互补的。需要强调的是, V_1 加上导通信号时, 可能是 V_1 也可能是 VD_1 导通, 这要取决于负载的特性、流过负载的电流的大小和方向。和单相桥式逆变器双极性调制时特性一致。b 相和 c 相的控制信号的产生以及桥臂导通特性与 a 相类似。

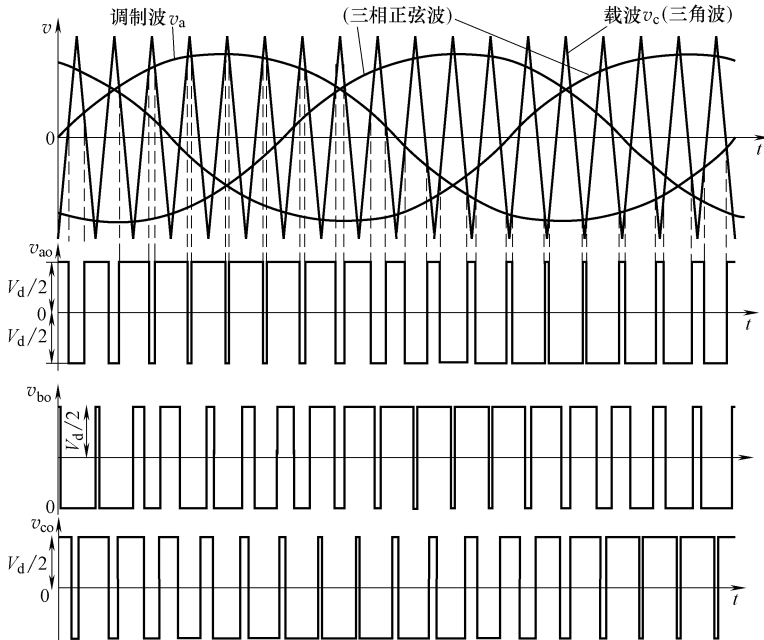


图 2-22 三相逆变器的 SPWM 控制工作波形

载波比 K 的定义与单相电路时一样, 如式 (2-90) 所示, 在单相电路中, K 应取奇数, 这样输出电压的谐波将聚集在以 K 次及其整数倍次谐波为中心的双边频带上。在三相逆变器中, 通常取

$$K = 6N - 3 \quad (N = 1, 3, 5, \dots) \quad (2-93)$$

即 K 为正奇数, 且是 3 的整数倍。而三相逆变器中, 每一相输出的 K 次谐波, 其相位差为 $K \times 120^\circ$, 现在取 K 为 3 的整数倍, 则相位差为 0, 这样输出的线电压中就不含有 K 次谐波, 大大提高了输出电压的正弦度, 减小 THD。

虽然理论上双极性 PWM 控制方式中, 同一相的上下桥臂的开关信号是互补的, 但在实际应用时, 为了防止垂直换流时上下桥臂直通造成的短路, 往往需要在互补的开关信号之间加入一段死区时间 t_d , 以保证退出导通的开关管的可靠关断。 t_d 的大小主要由开关管的关断时间决定。由于死区时间 t_d 的存在, 会使输出 PWM 波形偏离正弦波, 而产生畸变。

2.2.4 空间矢量调制 (SVM) 工作原理

空间矢量调制是一种改进的 SPWM 控制方法。空间矢量调制技术与其他 PWM 技术相比,具有其特有的优越性能,比 SPWM 高 15% 的直流电源利用率、适合于数字化实现。目前它已成为数字化 PWM 技术的趋势。

逆变器主电路如图 2-21 所示。它采用三相半桥式电路拓扑。为了分析方便,以 $S_a = 1$ 表示逆变器桥 a 相上桥臂开关管导通,下桥臂开关管截止; $S_a = 0$ 表示 a 相上桥臂开关管截止,下桥臂开关管导通。同样用 S_b 、 S_c 来表示 b、c 相桥臂上开关管的工作情况。这样,三相桥臂共有 8 种导通状态。与这些状态相对应的电压 $V_n (S_a S_b S_c)$ ($n=0, \dots, 7$) 称为电压空间矢量。其中,六种开关模式产生输出电压,可以用空间矢量表示,另两种开关模式,即 $S_a S_b S_c$ 为 000 和 111 时不输出电压,称为零矢量。空间电压矢量图如图 2-23 所示,8 个矢量将整个空间分成了六个区域。

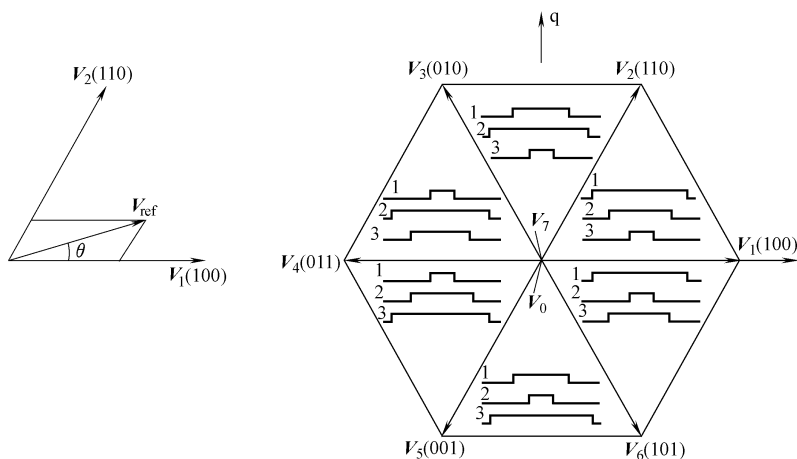


图 2-23 基本空间电压矢量及六个扇区中 SVM 模式

SVM 控制技术的目标就是通过控制这些基本空间矢量的组合,使得瞬态输出空间电压矢量 V_{ref} 按一定的圆形轨迹旋转。实现矢量幅值和角速度的控制,产生一个逼近理想的圆形。若把三相变量以两相 d-q 坐标系来表示,则有如下变换关系:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} [\mathbf{X}]_{abc} \quad (2-94)$$

这样可得

$$\mathbf{V}_{ref} = \mathbf{V}_d + j \mathbf{V}_q = V_a + V_b e^{j120^\circ} + V_c e^{j240^\circ} \quad (2-95)$$

各个电压矢量的作用时间为

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{2 \| \mathbf{V}_{\text{ref}} \|}{\sqrt{3} E} \begin{bmatrix} \sin(60^\circ - \theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} T_s$$

$$T_0 = T_s - T_a - T_b \quad (2-96)$$

式中, T_s 为采样周期; $\mathbf{V}_a$ 和 $\mathbf{V}_b$ 为 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 所在区域两个相邻非零基本电压空间矢量, 定义为主、辅空间矢量, 从图 2-23b 中可以看出, $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 在不同区域的主、辅空间矢量的不同选择情况, T_a 和 T_b 为各对应空间矢量的工作时间, T_0 为零矢量工作时间。

在 SVM 中, 对于零矢量不同的分配, 即考虑到 $\mathbf{V}_0$ 和 $\mathbf{V}_7$ 的选择以及作用时间的不同, 可以得到不同的调制方法, 这些调制方法的本质就是相当于改变了各相电压的调制函数。我们知道, 零矢量的作用不会改变圆形轨迹的形状, 只是使矢量停止不前, 改变的是矢量的转速。简单地说, 零矢量分布得越均匀, 或者说同一矢量模式下零矢量插入次数越多, 每次停顿时间占总时间比例越小, 电流脉动越小。而采用高的调制比和细化的零矢量分割, 意味着较高的逆变器开关次数。因此在尽可能采用较高调制比的同时, 如何合理安排零矢量, 减小开关次数, 降低逆变器的开关损耗, 是优化控制策略的关键。

2.3 AC-DC 变换器——功率因数校正电路

2.3.1 有源功率因数校正电路分类

由于开关器件的非线性, 电力电子装置与电网的接口电路的输入电流谐波含量很高, 网侧功率因数很低。随着电力电子系统并网装置功率的日益增大, 对电网的影响会越来越严重。为了抑制电网的电流畸变, 减小谐波含量, 国际各学术组织提出了谐波抑制的各项标准, 如 IEC1000-3-2、IEC555-2、IEEE519 等。

网侧功率因数校正 (PFC) 技术是解决谐波污染最有效的方法, 近几年得到了越来越广泛的重视。从电路结构看, 可以把 PFC 电路分为无源 PFC 和有源 PFC 电路。有源 PFC 电路中的开关器件工作在高频状态, 具有体积小、效率高、功率因数可接近 1 等优点, 目前已成为主流。有源 PFC 电路可以分为两级结构 PFC 电路和单级结构 PFC 电路两大类。

2.3.2 有源两级 PFC 变换技术

在有源两级 PFC 变换器中, 第一级电路实现输入电流跟随电网电压的变化, 以提高输入的功率因数, 并抑制输入电流的谐波为目的。第二级电路为 DC-DC 变换器, 实现输出电压的调节。两级 PFC 电路中, 它们都有各自的开关器件和控制电路, 可以方便地实现更优的性能。但是这类电路中控制开关器件多、成本高, 通常实用于精密电源和大功率电源的功率因数校正。

前级的 PFC 可以是 Buck 型、Boost 型或 Buck-Boost 型等电路。但考虑到 Boost

型电路具有输入电流连续或电流纹波小的特点，是目前流行的前级的 PFC 拓扑。后级的 DC-DC 变换器可以采用全桥式 DC-DC 变换器或半桥式 DC-DC 变换器等拓扑。

可见，有源两级 PFC 变换器的关键是在第一级电路如何控制实现输入电流对电压变化的跟踪，提高功率因数，减小电流谐波。

图 2-24 所示的电路中，作为有源两级 PFC 变换器的第一级电路，可看作是由单相二极管整流器和 Boost 型变换器组成。其基本工作原理是：基准电压 V_{ref} 与输出电压的采样值作为电压误差放大器的输入，比较放大后的输出作为乘法器的一个输入，整流器的输出电压 v_{dc} （周期为 100Hz 的半正弦波）经采样后作为乘法器的另一个输入，乘法器的输出提供电流反馈控制的基准信号，与电感上电流 i_L 的检测信号（图中由采样电阻 R_s 检测得到）比较，经电流误差放大器后作为调制信号，经 PWM 调节器后得到驱动开关管 V 的信号，实现整流输入电流跟踪整流电压波形、减小电流谐波、提高输入端功率因数。这种控制方法可以实现电感电流工作在连续模式下。

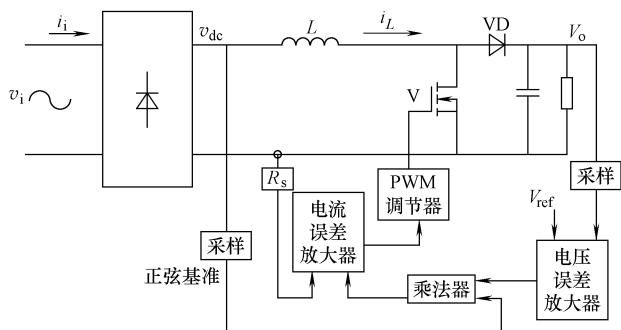


图 2-24 Boost 型 PFC 变换器的一种控制原理示意框图

图 2-25 所示为电路输入端电压、电流示意波形。在一个开关周期中，当 V 导通、VD 截止时，电感电流 $i_L = |i_i| = i_V$ （见图 2-25a 中放大部分显示），电感电流是按正弦变化增大的，电感储能，输出端电容放电，以维持输出电压。当 VD 导通，V 截止时， $i_L = |i_i| = i_{VD}$ （见图 2-25a 中放大部分显示），电感释放电能，与电网一起向负载传送能量，同时对输出电容充电。

为了减小电流畸变率，并保证电感电流连续，占空比 D 应随电网按正弦规律变化。因此，在控制电路中，以整流器的输出电压 v_{dc} 波形作为基准，使电感电流 i_L 在开关管 V 的开通、关断的状态变化中，围绕基准波形变化，当载波频率远高于电网频率时，电感电流 i_L 将按正弦变化，输入电流 i_i 被调制成接近工频正弦（含高频纹波）的波形。

根据控制方式的不同，可以实现不同类型的电感电流 i_L 波形，满足输入电流 i_i 被控制成接近工频正弦波的目标。除了图 2-25a 中示意的波形外，图 2-26a、b 也

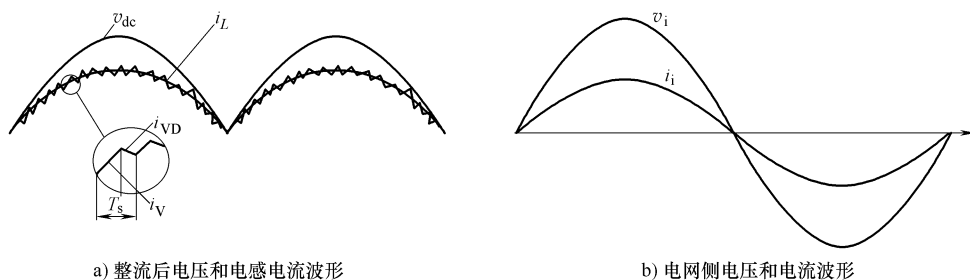


图 2-25 Boost 型 PFC 变换器输入端电压、电流波形

是常见的两种控制电流的波形。

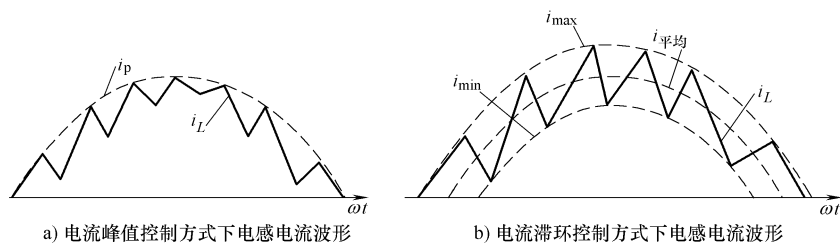


图 2-26 其他不同电流控制方式的电感电流波形

若采用的控制方法能保证有源两级 PFC 变换器的第一级 Boost 型电路的输入电感电流 i_L 波形为连续, 可实现较小的高频电流纹波, 这样开关管承受的电流应力也较低, 可采用较小的 EMI 滤波器, 但同时存在对二极管反向恢复的影响, 开关损耗较高。通常这类控制模式的两级 PFC 变换器应用于较大功率场合。

当然也可以实现有源两级 PFC 变换器的第一级 Boost 型电路的输入电感电流 i_L 波形为断续, 这样的控制方式, 可以实现开关管的零电流开通, 而且不承受二极管的反向恢复电流。但是由于电流峰值较大, 使得开关管承受大的电流应力, 通态损耗高, 而且电感电流脉动大, 对滤波电路要求高。这类工作模式一般应用在较小功率场合。

2.3.3 有源单级 PFC 变换技术

单级 PFC 变换器中, 将两级 PFC 中的 PFC 级和 DC-DC 变换器结合在一起, 用一个电路拓扑代替, 主电路内含有隔离变压器和储能电容器。单级 PFC 变换器同时实现输入电流整形 (功率因数校正) 和输出电压的调节。具有结构简单、成本低特点, 特别适用于小功率的变换装置中。

Boost 型电路工作在电流断续模式时, 在固定占空比下, 电流具有自动跟踪输入电压特性, 这样让 PFC 级工作在电流断续模式, 可以得到较高的功率因数。对于电压调节功能常采用工作在 CCM 的隔离 DC-DC 变换器拓扑。这样常见的单级单

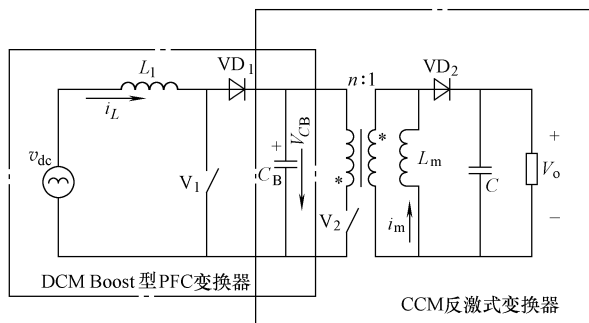
管 PFC 变换器主要有如下三种形式：

1) Boost 型 PFC 整流器与反激式 DC-DC 变换器集成 (Boost Integrated With Flyback Rectifier Energy Storage DC-DC Converter, BIFRED)。

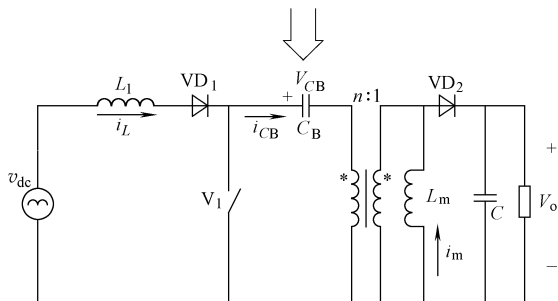
2) Boost 型 PFC 整流器与 Buck 型 DC-DC 变换器集成 (Boost Integrated With Buck Rectifier Energy Storage DC-DC Converter, BIBRED)。

3) Boost 型 PFC 整流器与正激式 DC-DC 变换器集成 (Boost Integrated With Forward Rectifier Energy Storage DC-DC Converter, BIFORED)。

图 2-27 所示为 DCM Boost 型 PFC 整流器与反激式 DC-DC 变换器 (BIFRED) 的电路, 图 2-27b 中省去了开关管 V_2 , 功率因数校正和输出电压的调节均由一个开关管 V_1 完成, 储能电容 C_B 既是 Boost 型变换器的输出滤波电容, 也是 CCM 反激式变换器的输入电压源。



a) DCM Boost型PFC和CCM反激式变换器构成两级变换器电路



b) 由图a经变换集成的BIFRED电路

图 2-27 DCM Boost 型 PFC 整流器与反激式 DC-DC 变换器集成 (BIFRED) 的电路

当 V_1 导通时, 电感 L_1 储能, 以斜率 v_{dc}/L_1 上升, v_{dc} 为整流后电压。电容 C_B 放电, 变压器励磁电感储能, 电流以斜率 $v_B/(nL_m)$ 上升, VD_2 截止。当 V_1 关断时, VD_2 导通, v_{dc} 和电感一起对电容 C_B 充电, i_L 下降斜率为 $(v_{dc} - V_{CB} - nV_o)/L_1$, 励磁电感电流下降斜率为 $-V_o/L_m$ 。Boost 型 PFC 工作在 DCM 下, 当电流 i_L 下

降到零时, 输入回路相当于断开, 电容 C_B 电压 V_{CB} 保持不变, 而励磁电流仍旧以原先的斜率在下降。主要的工作电压、电流波形如图 2-28 所示。

图 2-29 所示为 DCM Boost 型 PFC 变换器与 CCM 正激式变换器构成的两级变换器。与图 2-27a 类似, 同样也是以储能电容 C_B 来耦合连接 PFC 和正激式变换器。对该电路进行变形可以得到两种形式变换器: ①若省去开关管 V_2 , 得到图 2-30 所示的 Boost 型 PFC 与 Buck 型 DC-DC 变换器集成的 BIBRED; ②若省去开关管 V_1 , 得到图 2-31 所示的 Boost 型 PFC 整流器与正激式 DC-DC 变换器集成 (BIFORED) 的电路。

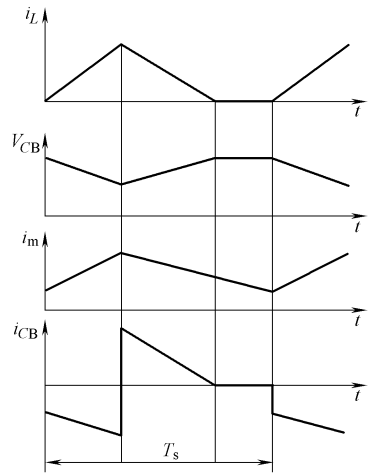


图 2-28 BIFRED 电路的工作波形

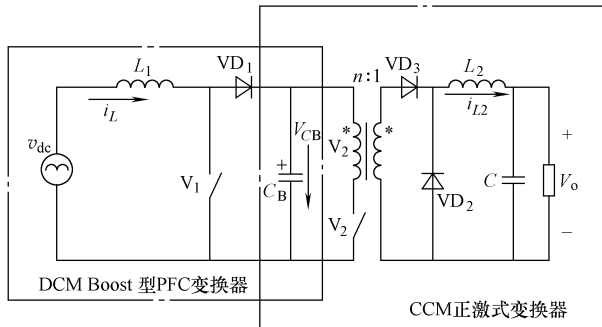


图 2-29 DCM Boost 型 PFC 变换器与 CCM 正激式变换器构成的两级变换器

对于图 2-30 所示的电路, 假设变压器为 1:1 的理想变压器, 其励磁电感为无穷大, 那么第二级 DC-DC 电路的性质类似于 Buck 型变换器, 同样在这个电路中, 储能电容 C_B 既是 DCM Boost 型变换器的输出电容, 也作为输出级的输入电压源。

当开关管 V_1 导通时, 电感 L_1 储能, 电感电流 i_L 线性上升, 电容 C_B 释放能量, 并通过变压器耦合到输出级, VD_2 截止, 输出电感 L_2 储能, 电容 C_1 释放能量。当开关管 V_1 关断时, 储存在 L_1 中的能量释放给电容 C_B , i_L 下降, 能量通过变压器耦合到输出级, VD_2 导通, 对电容 C_1 充电, 输出电感 L_2 释放能量, 电流 i_2 线性下降。由于 Boost 型 PFC 工作在 DCM 下, 当电流 i_L 下降到零时, 输入级回路相当于断开, 输出级中电容 C_1 不再充电, 而电流 i_2 继续线性下降。

图 2-31 中的 Boost 电感按 DCM 工作, 输出滤波电感 L_2 按 CCM 工作, 在轻载或市电电压较高时, 都会使得储能电容 C_B 上电压大大提高, 可达上千伏, 无法在实际应用中工作。很多学者针对这个问题, 对图 2-31 所示的电路进行了改进, 使

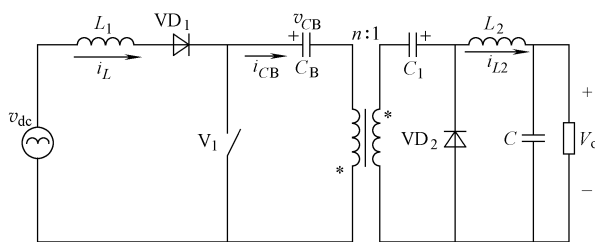


图 2-30 Boost 型 PFC 整流器与 Buck 型 DC-DC 变换器集成 (BIBRED) 的电路

得改进后的电路 PFC 仍然按 DCM 工作，而储能电容 C_B 上的电压被控制在约为 450V，这样可以满足国际上通用电网电压范围，而且同时满足 IEC1000-3-2 的 D 类电流谐波标准。

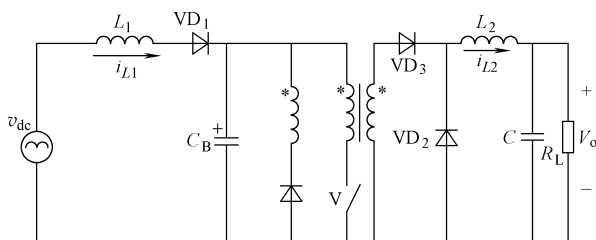


图 2-31 Boost 型 PFC 整流器与正激式 DC-DC 变换器集成 (BIFORED) 的电路

综合以上的分析可以知道，对于单级 PFC 变换器，利用工作在 DCM 下的 Boost 型变换器在固定占空比下电流自动跟随输入电压的特性，可以得到较高的功率因数。而为了提高变换器的整体效率，在 DC-DC 环节一般都采用 CCM 工作方式。但是，由于是工作在 CCM 下，当负载变轻时，输出功率变小，而占空比只调节电压增益，并不随负载的变化而变化，那么此时输入的功率保持不变，多出的功率就都存储在储能电容上，导致储能电容上电压的升高。这时输出电压就有升高趋势，输出电压反馈环开始工作，调节占空比减小，相应地减小了输入的功率。这个动态调节过程一直持续到输入和输出功率相平衡。可见，当出现轻载时，将直接导致电容电压的上升。当然，可以采用变频控制的方式，实现电容电压的降低，但是在变频控制中，由于频率变化的范围过大，不利于变换器中磁性元件的优化设计。而如果在 DC-DC 环节中也采用 DCM，就可以避免由于负载的变化而导致电容电压上升的问题，但是由于 PFC 和 DC-DC 环节都工作在 DCM 下，输入和输出的电感电流的峰值较高，增加了开关管的电流应力，这种工作方式一般只应用在小功率场合。

2.4 本章小结

本章介绍了电力电子电路的基本原理,包括基本变换电路及调制方式。对于 DC-DC 变换器,介绍了降压(Buck)型 DC-DC 变换器、升压(Boost)型 DC-DC 变换器、升降压(Boost-Buck)型 DC-DC 变换器、隔离型变换器、正激式变换器、反激式变换器。对于 DC-AC 变换器,介绍了单相逆变器、三相逆变器及 PWM 控制原理。对于 AC-DC 变换器,介绍了有源功率因数校正电路分类。

参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路. [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用. [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [3] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. [M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [4] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 [M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [5] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [6] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. [M]. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [7] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术 [M]. 北京: 科学出版社, 1999.
- [8] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [9] 赵可斌. 电力电子变流技术 [M]. 上海: 上海交通大学出版社, 1993.
- [10] 曲永印. 电力电子变流技术. [M]. 北京: 冶金工业出版社, 1997.
- [11] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用. [M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [12] 王聪. 软开关功率变换器及其应用. [M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [13] 严百平, 刘健, 程红丽. 不连续导电模式高功率因数开关电源 [M]. 北京: 科学出版社, 2000.

第3章 单相有源功率因数校正

电力电子装置多数通过整流器与电力网接口，经典的整流器是由二极管或晶闸管组成的一个非线性电路，产生的电流谐波和无功污染了电网，电力电子装置已成为电网主要的谐波源之一。我国原国家技术监督局在1994年颁布了（GB/T 14549—1993）《电能质量公用电网谐波》标准，国际电工委员会也于1988年对谐波标准 IEC 555-2 进行了修正，制定 IEC1000-3-2 标准。传统整流器不符合新的规定，面临前所未有的挑战。

抑制电力电子装置产生谐波的方法主要有两种：一是被动式方法，即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或滤除谐波；另一种是主动式的方法，设计新一代高性能整流器，它具有输入电流为正弦波、谐波含量低、功率因数高等特点，即具有 PFC 功能。

有源 PFC 技术是使整流电路获得较高的功率因数的一种电力电子变换技术。它包含有源 PFC 变换电路的拓扑及控制技术。一般在传统整流器与输出直流负载之间引入电力电子开关器件，通过对电力电子开关器件的脉宽调制（PWM）控制，使得网侧输入交流电流跟踪输入电网电压正弦波，使功率因数近似为1，达到 PFC 的目的。

3.1 单相有源 PFC 原理

3.1.1 电阻负载模拟

图 3-1a 所示为单相市电给一个线性电阻供电，根据欧姆定律，输入电阻的电流 $i_s(\omega t)$ 为

$$i_s(\omega t) = \frac{v_s(\omega t)}{R} \quad (3-1)$$

式中，单相市电电压 $v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ ，将其代入式（3-1）。得到

$$i_s(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V_s}{R} \sin \omega t \quad (3-2)$$

可见，输入电流也是正弦波，且与输入电压的相位相同，如图 3-1b 所示。电阻负载具有单位功率因数，即功率因数 $PF = 1$ 。以上简单分析给予我们的启示：如果某一端口网络具有纯电阻的特性，则该一端口网络的功率因数 $PF = 1$ 。

单相全桥式二极管整流器是一个非线性一端口网络，即使单相市电电压输入为

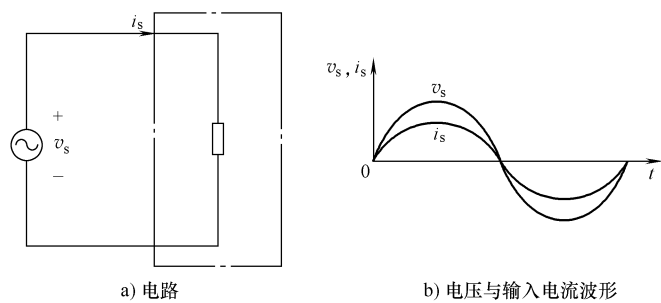


图 3-1 单相市电给电阻供电

正弦波，输入电流也不是正弦波，这样功率因数就小于 1。所谓有源 PFC 是在单相全桥式二极管整流器与输出直流负载之间引入电力电子开关器件，通过对电力电子开关器件的 PWM 控制，使整流电路输入电流在一个工频周期中跟踪电网输入电压正弦波的变化，以实现功率因数校正，如图 3-2b 所示。

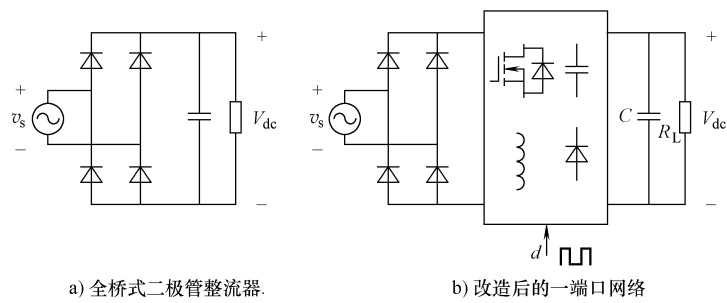


图 3-2 模拟纯电阻特性的一端口网络

希望经过改造后的一端口网络的特性近似模拟一个纯电阻的特性。关键是在图 3-2b 中插入什么样的子电路，其次是如何控制插入子电路中的电力电子开关器件。下一节将讨论插入子电路需要满足的条件。

3.1.2 电力电子变换器与有源 PFC

图 3-3 所示为一个具有 PFC 功能的整流器，点画线框为插入的子电路，假定电网电压为

$$v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad (3-3)$$

并假定整流二极管为理想器件，这样整流桥的直流侧电压可表示为

$$v_d(\omega t) = |v_s(\omega t)| = \sqrt{2}V_s |\sin(\omega t)| \quad (3-4)$$

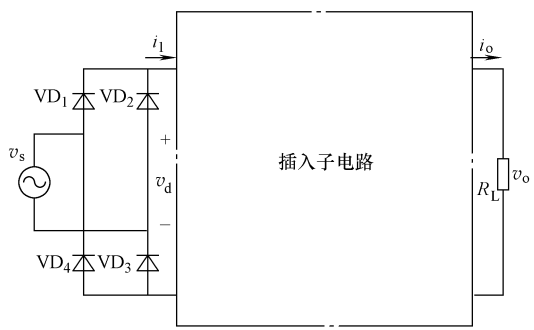


图 3-3 具有 PFC 功能的整流器

假定输出电压 V_o 的纹波很小, 可视为理想的直流, 于是得到子电路的电压传输比为

$$T_{VV}(\omega t) = \frac{V_o}{v_d(\omega t)} = \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s |\sin\omega t|} \quad (3-5)$$

图 3-4 给出了电压传输比 $T_{VV}(\omega t)$ 随时间变化的情况。当 $\omega t = k\pi + \pi/2$ 时, 即在输入电网电压的波峰或波谷, 电压传输比 $T_{VV}(\omega t)$ 达到最小值, $T_{VV_min} = V_o/(\sqrt{2}V_s)$; 当 $\omega t = k\pi$ 时, 即在输入电压过零点, 电压传输比 $T_{VV}(\omega t)$ 达到最大值, 为无穷大。实际电路无法实现无穷大的电压传输比, 只能实现有限的升压功能, 这也是为什么 PFC 电路在输入电压为零附近 ($\omega t = k\pi$) 存在工作不够理想的原因。因此, 为实现较理想的 PFC 功能, 总是希望插入子电路应尽量逼近图 3-4 所示的电压传输比特性。可见插入的子电路一般要求具有升压特性, 满足升压特性的电力电子变换器有 Boost 型变换器、Buck-Boost 型变换器、Cuk 型变换器、反激式变换器、Sepic 型变换器、Zeta 型变换器等, 如图 3-5 所示。

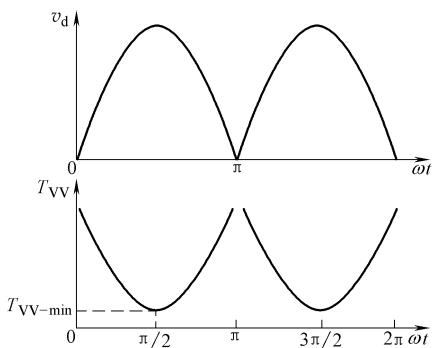


图 3-4 电压传输比 $T_{VV}(\omega t)$ 与时间的关系

假定有源 PFC 变换器能够实现单位功率因数, 开关器件的开关频率 f_s 远高于工频, 输入电流 $i_s(\omega t)$ 开关纹波较小, 可以忽略, 则输入电流 $i_s(\omega t)$ 可近似视为与电网电压 $v_s(\omega t)$ 同相位的一个正弦波, 即有

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2}I_s \sin\omega t \quad (3-6)$$

于是, 整流桥直流输出侧的电流 i_1 为

$$i_1(\omega t) = \sqrt{2}I_s |\sin\omega t| \quad (3-7)$$

式 (3-7) 表明, 整流桥直流输出侧的电流 i_1 为一个馒头形波。

有源 PFC 变换器的输入瞬时功率为

$$p_s = v_s(\omega t) i_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sin\omega t \sqrt{2}I_s \sin\omega t = 2V_s I_s [\sin\omega t]^2 \quad (3-8)$$

有源 PFC 变换器输出瞬时功率为

$$p_o = V_o i_o \quad (3-9)$$

如果忽略插入子电路中的功率损耗, 而且子电路内部没有储能元件, 根据功率守恒定律, 输入瞬时功率等于输出瞬时功率, 即

$$p_s = p_o \quad (3-10)$$

将式 (3-8) 和式 (3-9) 代入式 (3-10), 得到

$$2V_s I_s [\sin\omega t]^2 = V_o i_o \quad (3-11)$$

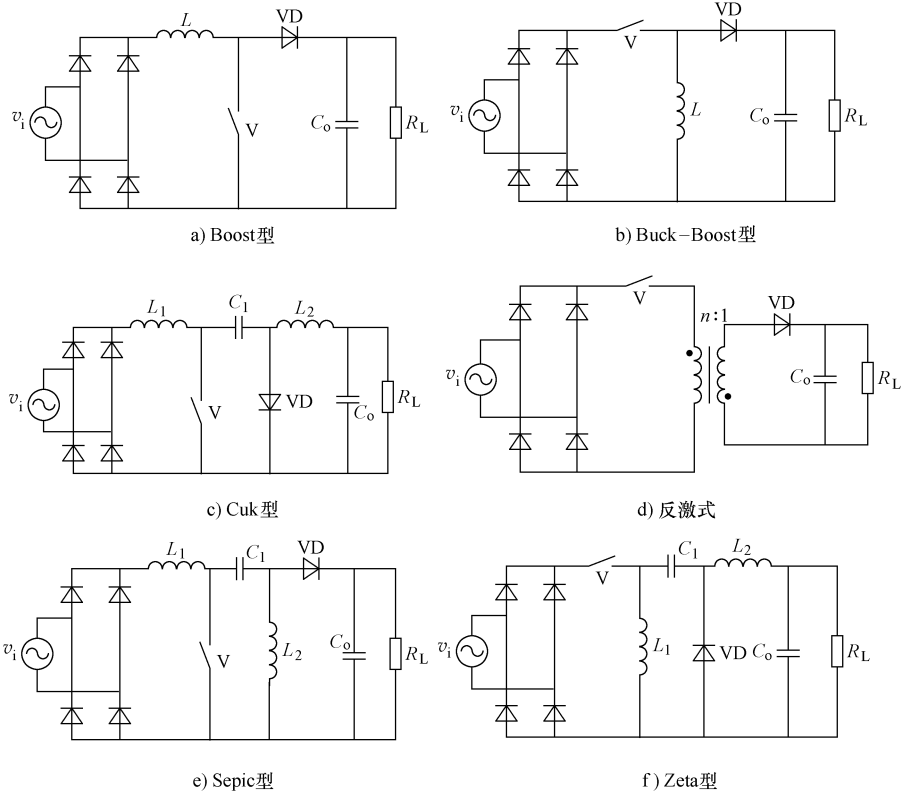


图 3-5 有源 PFC 变换器

于是得到输出电流 i_o

$$i_o = \frac{2V_s I_s}{V_o} [\sin(\omega t)]^2 = \frac{V_s I_s}{V_o} - \frac{V_s I_s}{V_o} \cos(2\omega t) \quad (3-12)$$

另外，输入平均功率为

$$P_1 = \overline{p_1} = V_s I_s \quad (3-13)$$

输出平均功率为

$$P_o = \overline{p_{o1}} = V_o I_o \quad (3-14)$$

式中， I_o 为输出电流 i_o 的平均值。根据功率守恒原理，结合式 (3-13) 和式 (3-14)，得到输出电流 i_o 的平均值 I_o 为

$$I_o = \frac{V_s I_s}{V_o} \quad (3-15)$$

将式 (3-15) 代入式 (3-12) 得到

$$i_o = I_o - I_o \cos(2\omega t) \quad (3-16)$$

可见，输出电流 i_o 由一个直流分量 I_o 和一个频率等于两倍的电网频率的交流分量组成，如图 3-6 所示。

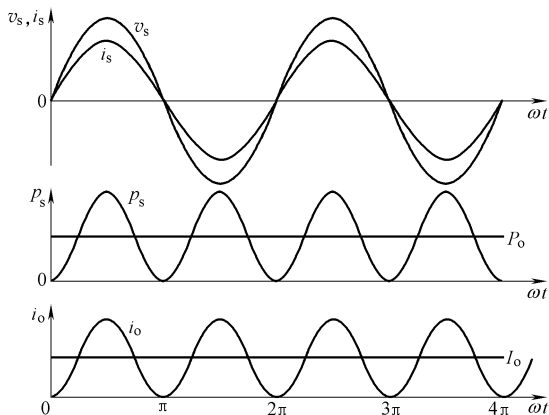


图 3-6 有源 PFC 变换器的输出电流 i_o

基于以上分析，得到插入子电路的需要满足的条件：

1) 为实现 PFC，插入子电路的电压传输比要满足公式 $T_{VV}(\omega t) = V_o/v_d(\omega t) = V_o/(\sqrt{2}V_s |\sin(\omega t)|)$ 给出的 $T_{VV}(\omega t)$ 特性要求，即插入子电路必须具有升压功能。

2) 插入子电路的输入电流 i_1 可控，并跟踪 $|v_s(\omega t)|$ 的波形变化。

3) i_1 的幅值需要调节到适当的值，以满足输出负载功率的要求，使输出电压 V_o 稳定在所需电压。

为了实现 PFC，需要对插入子电路的输入电流 i_1 的波形进行控制，使其波形跟踪 $v_d(\omega t) = |v_s(\omega t)|$ 瞬时值的变化，即输入电流 i_1 波形的形状与 $|v_s(\omega t)|$ 的形状相同，而 i_1 的幅度调节到适当的值，使输出电压 V_o 稳定在所需电压。图 3-7 给出了实现 PFC 的控制框图。 i_1^* 为输入电流 i_1 的参考值，这里参考值 i_1^* 波形具有与 $v_d(\omega t) = |v_s(\omega t)|$ 相同的波形， i_1^* 等于 $v_d(\omega t)$ 信号与误差放大器（VA）的输出 I_C 的乘积。误差放大器的输出电压 I_C 为

$$I_C = K(s)(V_o^* - V_o) \quad (3-17)$$

式中， $K(s)$ 为误差放大器（EA）的传递函数； V_o^* 为输出电压参考值。误差放大器的作用是使输出电压 V_o 跟踪参考值 V_o^* 。为了抑制输出电压 V_o 的开关纹波，一般误差放大器的频带设计得较低，因此可以近似地认为，在一个工频周期中，误差放大器（EA）的输出 I_C 近似恒定，这样乘法器的输出 i_1^* 的波形与 $|v_s(\omega t)|$ 的相同。整流桥直流侧电流 i_1 的控制采用电流跟踪控制，根据实际电流 i_1 与电流参考值 i_1^* 误差，调节 PWM 的输出脉冲的占空比，最后调节插入子电路中电力电子开关器件的占空比。

图 3-8 所示的单相 Boost 型 PFC 变换器，采用 Boost 型变换器作为插入子电路。由于全桥式整流器直流侧没有大容量滤波电容存在，因此后级 Boost 型变换器的输

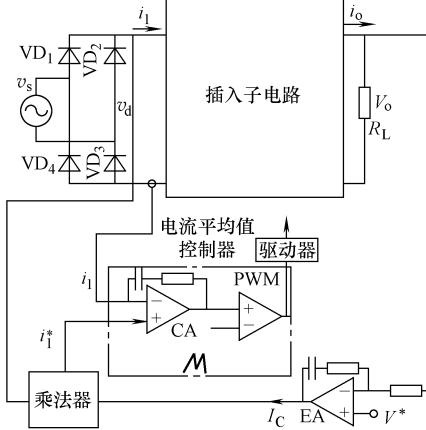


图 3-7 PFC 的控制框图

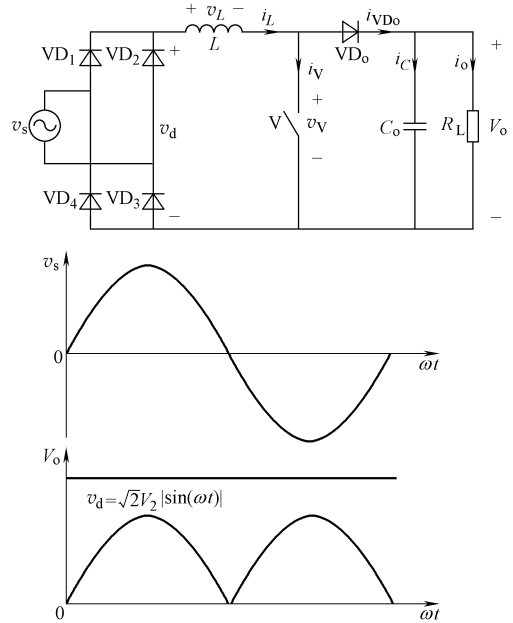


图 3-8 单相 Boost 型 PFC 变换器

入端的电压 V_d 将在 $0V$ 到输入电网电压的峰值 $\sqrt{2}V_s$ 之间波动。由于 Boost 型变换器具有升压特性，为使 Boost 型变换器正常工作，输出电压 V_o 必须大于输入电压的峰值 $\sqrt{2}V_s$ ，即

$$V_o > \sqrt{2}V_s \quad (3-18)$$

假设输入电网电压有效值 V_s 的变化范围为 $85 \sim 265V$ ，那么输出电压为

$$V_o > \sqrt{2}V_{s_max} = \sqrt{2} \times 265V \approx 374V \quad (3-19)$$

通常选择 V_o 为 $400V$ 。

为了实现 PFC，需要通过对单相 Boost 型 PFC 变换器中开关管 V 进行 PWM 控制，使得整流器交流输入电流的瞬时值跟踪电网交流电压的瞬时值的变化，以达到 PFC 的目的。对于 Boost 型变换器，根据 Boost 型电感 L 中电流的导通情况，可以分成两种模式：电感电流连续模式（CCM）、电感电流断续模式（DCM），如图 3-9 所示。对应地，单相 Boost 型 PFC 变换器也有两种类型：CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器、DCM 单相 Boost 型 PFC 变换器。

3.2 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器

Boost 型变换器满足上节介绍的 PFC 所需的插入子电路的要求，因此可以作为图 3-3 所示插入子电路，实现 PFC。单相 Boost 型 PFC 变换器具有两种工作类型：

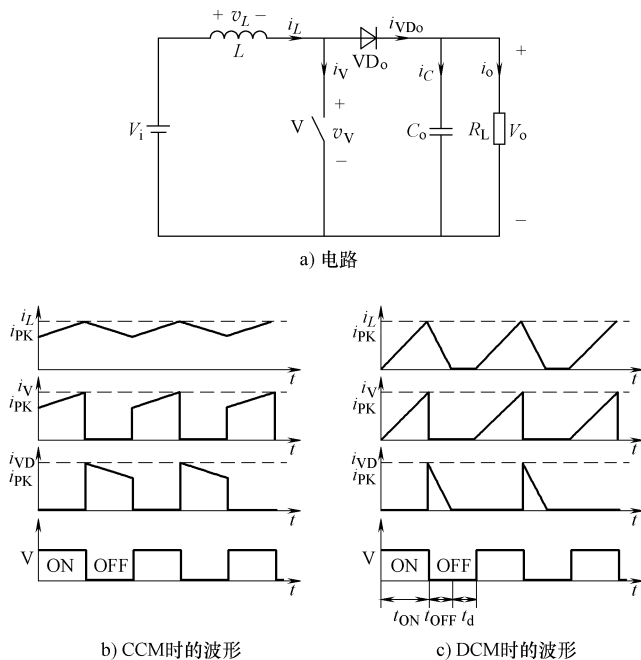


图 3-9 Boost 型变换器的电路工作波形

CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器、DCM 单相 Boost 型 PFC 变换器。下面首先介绍 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器。

3.2.1 电路原理分析

将 Boost 型变换器作为子电路插入图 3-3 得到单相 Boost 型 PFC 电路，如图 3-10a 所示。由图可见，在单相桥式整流电路和负载电阻 R_L 之间插入由点画线框所包含的 Boost 型变换器，Boost 型变换器由开关管 V 和二极管 VD_o 以及输入电感 L 和输出电容 C_o 组成。

1. 开关周期阶段分析

假定通过电感 L 的电流 i_L 在一个工频周期中保持连续，也即不存在电感电流持续为零的区间，就称该电路工作在 CCM。如果输出滤波电容 C_o 足够大，那么输出电压可以近似视为恒定值 $v_o = V_o$ 。设电网电压 $v_s(\omega t)$ 为

$$v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad (3-20)$$

式中， ω 为电网工作角频率， $\omega = 2\pi f$ ， f 为电网频率。如果忽略输入整流桥二极管的导通压降，整流桥的直流侧输出电压 v_d 的瞬时值为

$$v_d(\omega t) = \sqrt{2}V_s |\sin \omega t| \quad (3-21)$$

设 Boost 型变换器中的开关管 V 采用恒定开关频率、变占空比 D 控制。设开关频率为 f_s ，开关周期 $T_s = 1/f_s$ 。为简化分析，在以下分析中，认为开关管为理想开

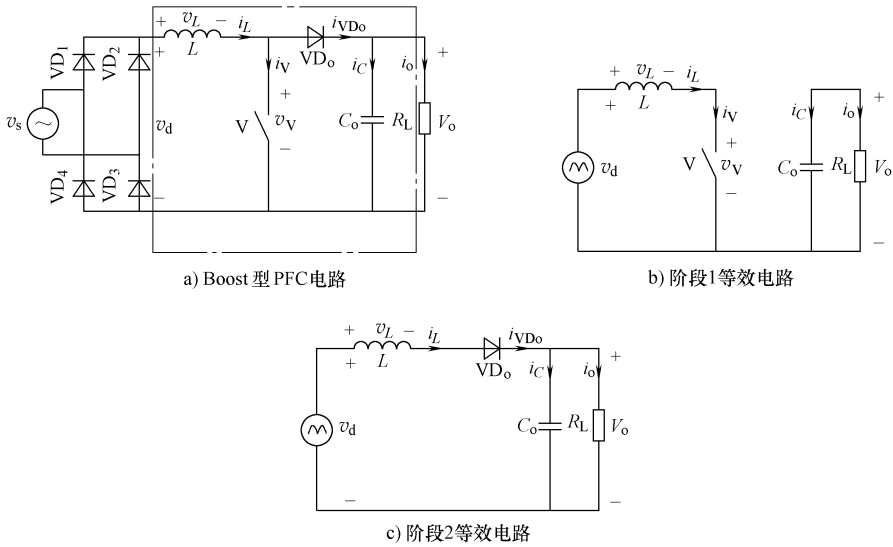


图 3-10 CCM Boost 型 PFC 电路与阶段分析等效电路

关器件，即开关管导通时其压降为零，开关管关断时其电阻为无穷大。在 CCM 下，一个开关周期 T_s 可以分为两个阶段。

(1) 阶段 1 ($0, DT_s$): Boost 型电感储存磁能阶段

阶段 1 的等效电路如图 3-10b 所示，开关管 V 处于导通状态，而二极管 VD_0 处于关断状态，Boost 型电感处于储存磁能阶段。电压 $v_d(\omega t)$ 加在电感 L 上，电感上电压 v_L 为

$$v_L = v_d(\omega t) = \sqrt{2}V_s |\sin \omega t| \quad (3-22)$$

根据法拉第电磁感应定律，电感上电压 v_L 可以表示为

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3-23)$$

结合式 (3-22) 和式 (3-23)，得到电感电流变化率

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} |\sin \omega t| \geq 0 \quad (3-24)$$

上式表明，在阶段 1，电感电流处于上升状态，其上升率按正弦规律变化。

由于在阶段 1，二极管 VD_0 处于断态，电流 $i_{VD_0} = 0$ ，输出负载电流只能依靠 C_0 放电维持， $i_o = -i_C$ 。

(2) 阶段 2 (DT_s, T_s): Boost 型电感释放磁能阶段

阶段 2 的等效电路如图 3-10c 所示。开关管 V 处于关断状态，而 VD_0 处于导通状态，Boost 型电感处于释放磁能阶段。电压 $v_d(\omega t) - V_o$ 加在输入电感 L 上，电感电压 v_L 为

$$v_L = v_d(\omega t) - V_o = \sqrt{2}V_s |\sin\omega t| - V_o \quad (3-25)$$

在阶段 2 中, 电感 L 的电流变化率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\omega t| - V_o}{L} \quad (3-26)$$

由于 $V_o > \sqrt{2}V_s$, 推导得

$$\frac{di_L}{dt} < 0 \quad (3-27)$$

上式表明, 在阶段 2 中, 电感电流下降, 即表示电感 L 处于释放磁能状态。在阶段 2, 电感 L 与输入电源一起, 向输出负载输送电能, 并对电容 C_o 充电。在此期间, 滤波电容 C_o 中储存的电量将增加。电感 L 在阶段 1 储存磁能, 将一部分磁能在阶段 2 向输出释放, 但由于在 CCM 下, 电感 L 储存了足够的磁能, 因此在阶段 2 末, 电感 L 中的磁能尚未耗尽, 即在阶段 2 末的电感电流的值大于零。

式 (3-24) 和式 (3-26) 表明, 电感电流的变化率随相位角 $\theta = \omega t$ 而变化。当 $\theta = 0$ 时, 输入电网电压瞬时过零, 阶段 1 的电感电流上升率等于零; 而阶段 2 的电感电流下降率 $di_L/dt = -V_o/L$, 很高。当 $\theta = \pi/2$ 时, 在输入电网电压瞬时达到峰值, 阶段 1 的电感电流上升率 $di_L/dt = \sqrt{2}V_s/L$, 很高; 下降率为 $di_L/dt = (\sqrt{2}V_s - V_o)/L$, 却较低。

2. 占空比 D

在 CCM 下, 一个开关周期中电感上的电压 v_L 可表示为

$$v_L = \begin{cases} \sqrt{2}V_s |\sin\omega(\tau + t)| & (0 < \tau < DT_s) \\ \sqrt{2}V_s |\sin\omega(\tau + t)| - V_o & (DT_s < \tau < T_s) \end{cases} \quad (3-28)$$

假定开关周期 T_s 比工频周期 T 要小得多, 在一个小时间段内近似认为电路处于稳态, 于是可粗略认为在一个开关周期中电感上能量达到平衡状态, 这样, 电感电压 v_L 在一个开关周期中的平均值为零, 即

$$\int_0^{T_s} v_L(\tau) d\tau = 0 \quad (3-29)$$

将式 (3-28) 代入式 (3-29) 左边, 可以得到

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} v_L(\tau) d\tau &= \int_0^{DT_s} v_L(\tau) d\tau + \int_{DT_s}^{T_s} v_L(\tau) d\tau \\ &\approx \sqrt{2}V_s |\sin\omega t| DT_s + (\sqrt{2}V_s |\sin\omega t| - V_o)(1 - D)T_s \\ &= \sqrt{2}V_s |\sin\omega t| T_s - V_o(1 - D)T_s \end{aligned} \quad (3-30)$$

结合式 (3-29) 和式 (3-30), 解得

$$D(t) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\omega t|}{V_o} \quad (3-31)$$

图 3-11 所示为占空比函数 $D(t)$ 和 PWM 信号。在 CCM 下，在半个工频周期中，开关管 V 的占空比随电网输入电压按正弦波规律变化。当输入电压的瞬时值过零时，占空比达到最大值 1；而当输入电压的瞬时值达到峰值时，占空比达到最小值。因此，为了实现功率因数校正，需要有按照图 3-11 所示的占空比函数 $D(t)$ 规律，对开关管 V 通断进行 PWM 控制。

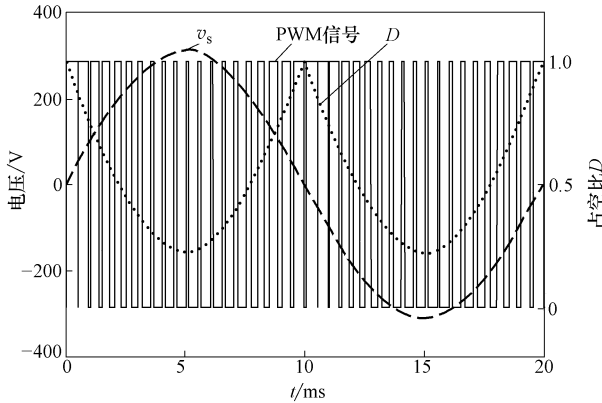


图 3-11 占空比函数 $D(t)$ 和 PWM 信号

式 (3-31) 仅是 CCM 的必要条件，但仅按照式 (3-31)，控制占空比 D ，一般并不能实现输入电网电流的正弦化目标，通常采用电流瞬时值控制，使得输入电网电流瞬时值跟踪电网输入电压正弦波的变化，达到单位功率因数和输入电流正弦化的目标。

3. 输出滤波电容电流纹波

如果频率调制比 $m_f = f_s/f$ 和电感 L 值足够大， i_L 谐波分量很小， i_L 电流可以近似表示为

$$i_L(t) = \sqrt{2}I_s |\sin\omega t| \quad (3-32)$$

这样电网输入电流为

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_s \sin\omega t \quad (3-33)$$

在一个开关周期中，通过开关管 V 的电流可表示为

$$i_Q = \begin{cases} \sqrt{2}I_s |\sin\omega(\tau+t)| & 0 < \tau < DT_s \\ 0 & DT_s < \tau < T_s \end{cases} \quad (3-34)$$

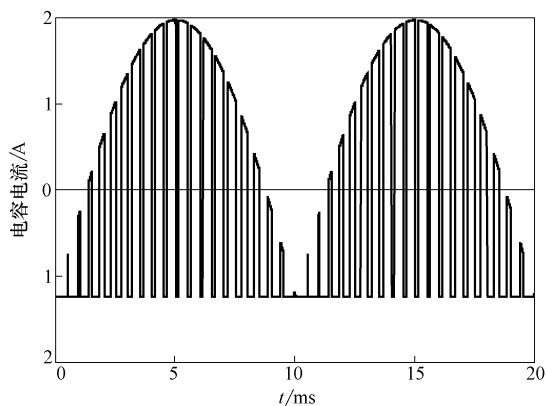
类似地，通过 Boost 二极管 VD_o 的电流 i_{VD_o} 可表示为

$$i_{VD_o} = \begin{cases} 0 & (0 < \tau < DT_s) \\ \sqrt{2}I_s |\sin\omega(\tau+t)| & (DT_s < \tau < T_s) \end{cases} \quad (3-35)$$

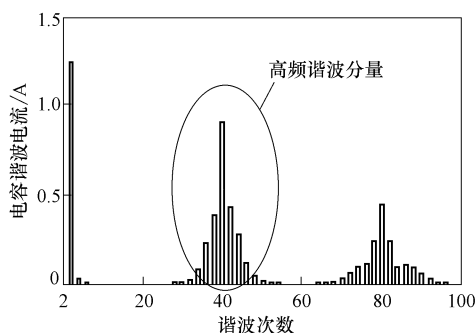
假定输出端滤波电容 C_o 值足够大，二极管 VD 的电流 i_{VD_o} 中交流分量几乎全部流入输出滤波电容 C_o 。这样，流入电容的电流 i_C 可近似为

$$i_C(t) = i_{VD0}(t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{VD0}(t) d\omega t \quad (3-36)$$

电容电流 i_C 波形如图 3-12a 所示。对电容电流 i_C 作傅里叶分析, 得到电容电流 i_C 的谐波频谱如图 3-12b 所示。在低频段, 存在两倍于电源频率的分量; 在高频段, 存在以开关频率 f_s 或开关频率倍数为中心的谐波分量及其边频带, 其中以开关频率 f_s 为中心的谐波分量及其边频带为最显著。交流分量将主要流入输出滤波电容, 不仅造成输出电压的脉动, 同时会在滤波电容的寄生等效串联电阻 (ESR) 上产生功率损耗。在选择输出滤波电容器 C_o 时, 需要综合考虑两倍工频的电流分量和开关频率 f_s 引起的高频电流分量。



a) 电容电流 i_C 波形



b) 电容电流 i_C 的谐波频谱

图 3-12 电容电流 i_C 波形及谐波频谱

忽略开关频率高频分量, 通过二极管 VD 的电流的低频部分为

$$\langle i_{VD0} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{VD0}(t) dt = \sqrt{2} I_s |\sin \omega t| (1 - D) \quad (3-37)$$

将式 (3-31) 代入式 (3-37), 得到

$$\langle i_{VD0} \rangle_{T_s} = \sqrt{2} I_s |\sin \omega t| \left(\frac{\sqrt{2} V_s |\sin \omega t|}{V_o} \right) = \frac{2 V_s I_s}{V_o} (\sin \omega t)^2 = \frac{V_s I_s}{V_o} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3-38)$$

二极管 VD 的电流的低频部分存在一个直流分量和一个两倍于电源频率的交流分量。假定 i_{VD0} 中全部谐波电流均流入输出端滤波电容 C ，这样由式 (3-38) 可以得到电容电流 i_C 的两倍于电源频率的分量的幅值为

$$I_{Cm}(2f_0) = \frac{V_s I_s}{V_o} \quad (3-39)$$

由于开关频率电流分量的频率比较高，因此它对滤波电容的电压脉动的影响较小，输出电压脉动主要是由两倍于电源频率的分量引起的。输出电压的脉动的幅值为

$$V_{\text{ripple}_m} = \frac{1}{2\pi \times 2f_0 C} I_{Cm}(2f_0) = \frac{V_s I_s}{4\pi f_0 C V_o} = \frac{P_s}{4\pi f_0 C V_o} \quad (3-40)$$

式中， P_s 为 PFC 电路的输入功率， $P_s = V_s I_s$ 。

式 (3-40) 表明，滤波电容的电容量愈大，输出电压的脉动就愈小。输出电压的低频脉动实际上是由于输入电网瞬时功率和输出瞬时功率不平衡造成的。输入电网瞬时功率为

$$p_s(t) = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \times \sqrt{2} I_s \sin \omega t = V_s I_s (1 - \cos 2\omega t) \quad (3-41)$$

从上式可见，输入瞬时功率中包含一个 2 倍电源频率的交流分量，而我们希望 PFC 电路输出是一个稳定的直流，也即希望输出瞬时功率为 $p_o(t) = V_o I_o$ ，这样输入瞬时功率与输出瞬时功率就存在不平衡，因此需要在 PFC 电路中增设一个储能环节，临时储存输入与输出之间存在的平衡能量，输出滤波电容正是担当这一角色。由于输出滤波电容的容量有限，无法瞬间完成不平衡能量的充、放电，这样随着充、放电的进行，在电容两端必然引起电压的脉动。

3.2.2 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制

图 3-13 为 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制框图，其中点画线框为控制电路。控制电路由电压 PI 调节器 VA、乘法器 MP、电流 PI 调节器 CA、产生 PWM 信号的比较器、驱动器等组成。从控制系统的角度看，整个控制系统包含两个控制环路：一个是输出电压控制环路，其作用是实现输出电压的稳定控制，使得输出电压 V_o 跟踪参考值 V_{ref} ，对应的调节器为 VA；另一个是电感电流控制环路，其作用是使电感 L 的电流 i_L 的波形跟踪电网电压整流波形 v_d （馒头形）的瞬时值的变化，而电流参考信号 I_{ref} 的幅度由电压调节器 VA 的输出 I_{SM} 来设定，这样电网输入电流 i_s 就按照正弦波变化，对应的调节器为 CA。

图 3-13 中，设输出电压的参考值为 V_{ref} ，输出电压的测量值为 V_o ，参考值 V_{ref} 与输出电压 V_o 的误差经过电压调节器 VA 计算，得到一个反映电网需要向变换器输

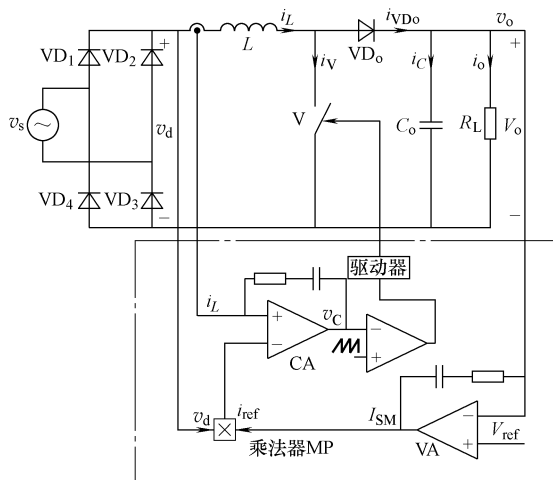


图 3-13 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制框图

入所需功率的参考值 I_{SM} , I_{SM} 对应了正弦波电流 i_s 的幅值。当输出电压 V_o 大于参考值 V_{ref} 时, I_{SM} 就减少; 当输出电压 V_o 小于参考值 V_{ref} 时, I_{SM} 就增大。当输出电压 V_o 等于参考值 V_{ref} 时, I_{SM} 保持不变。

电流调节器 CA 的电流参考值来自乘法器 MP 的输出 i_{ref} , 反馈量为 Boost 型电感 L 的测量值 i_L , 电流环的作用是使输入电网电流 i_s 与电网电压 v_s 相位相同, 且输入电网电流波形也是正弦波。这里电流参考信号 i_{ref} 十分关键, i_{ref} 信号由乘法器 MP 产生。乘法器 MP 有两个输入端: 一个输入为 I_{SM} , 它来自电压调节器 VA 的输出, 反映输入变换器的功率大小; 另一个输入来自整流桥直流侧电压的测量值 v_d , 它由电网电压 v_s 经过整流以后得到的馒头形波。乘法器 MP 输出可以表示为

$$i_{ref} = I_{SM} v_d = I_{SM} \sqrt{2} V_s |\sin \omega t| \quad (3-42)$$

乘法器 MP 输出作为电流环参考信号 i_{ref} , 它是一个馒头形波形, 与交流电源电压 $|v_s|$ 相同, 即在半工频周期中, 电流参考值 i_{ref} 是与交流电源 v_s 同相位的正弦波。电流环参考信号 i_{ref} 的幅值与电压调节器 VA 的输出 I_{SM} 成正比, 即取决于实际电压 V_o 与电压参考值 V_{ref} 的误差。电流调节器 CA 的反馈端来自 Boost 型电感 L 的测量值 i_L , 将电流参考值 i_{ref} 与测量值 i_L 之差, 经过电流调节器 CA 的运算得到的输出 v_c 作为 PWM 的调制信号。由 PWM 输出控制开关管的占空比, 使电感电流跟踪正弦波参考电流 i_{ref} , 实现功率因数校正的目的。

PWM 由三角波信号发生器和比较器构成, 如图 3-14 所示。由锯齿波发生器产生恒定峰值和恒定周期的锯齿波, 与控制量 $v_c(t)$ 经比较器比较后输出脉冲序列 $\delta(t)$, 脉冲的占空比 D 与 v_c 成正比。PWM 输出的 PWM 脉冲列的重复周期为 T_s , 占空比可以表示为

$$D = \frac{v_c}{V_M}$$

式中, V_M 是锯齿波的峰值, $0 \leq v_c \leq V_M$ 。

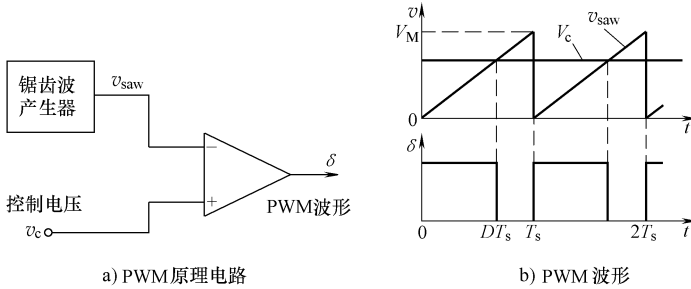


图 3-14 PWM 原理电路和波形

PWM 的输出信号经驱动器的功率放大后驱动开关管 V 的通或断, 使 i_L 跟踪电流参考信号 i_{ref} 。这样输入电流 i_s 的波形与交流电源电压 V_s 的波形近视相同, 输入电流 i_s 中的谐波大为减少, 输入端功率因数接近于 1。另外, 通过输出电压外环控制又能保证输出电压 V_o 跟踪电压参考值 V_{ref} 。

图 3-15 给出了 CCM Boost 型 PFC 控制电路的改进电路, 增加了一个二次方演算器 SQ 和一个除法器 DIV。全波整流桥直流输出电压 v_d 除以一个直流量 V_{div} 后再送到乘法器 MP。

全波整流桥直流输出电压 v_d 经过 RC 滤波, 得到输出信号为

$$V_f = k_f V_s \quad (3-43)$$

V_f 与输入电网电压有效值 V_s 成正比。 V_f 经过二次方演算器得到 V_{div} 为

$$V_{div} = k_s (k_f V_s)^2 = k_s k_f^2 V_s^2 \quad (3-44)$$

直流量 V_{div} 与电源电压有效值 V_s 的二次方成正比。加入除法器的目的是使电压外环回路增益不随电网电压有效值的变化, 可以消除电压外环回路传递函数依赖电网电压的特性, 有利于提高控制系统的稳定性。

上面介绍的电流环控制方法实际上使电感电流的开关周期的平均值跟踪正弦

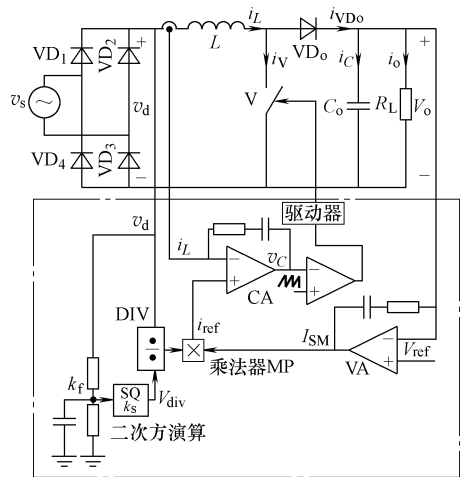


图 3-15 CCM Boost 型 PFC 控制电路的改进电路

波参考电流 i_{ref} ，通常称为电流平均值控制。图 3-16 所示为采用电流平均值控制方法时的框图和电感电流波形。此外，电流环也可以采用其他控制方法，图 3-17 所示为电流滞环控制框图和电感电流波形，图 3-18 所示为电流峰值控制框图和电感电流波形。与电流平均值控制相比，滞环控制和电流峰值控制都具有更快的动态响应。然而，滞环控制存在开关频率不固定的问题，而电流峰值控制在占空比大于 0.5 时存在不稳定问题，因此需要采取其他措施解决，以满足实际的应用的要求。

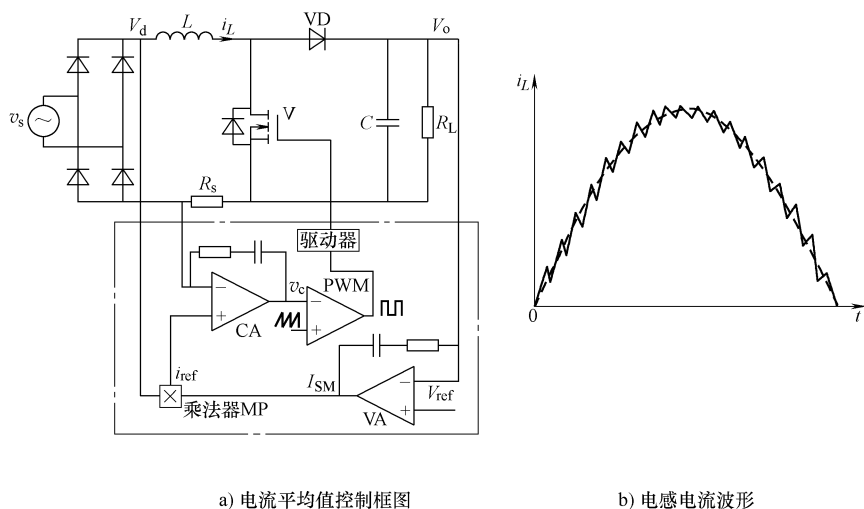


图 3-16 电流平均值控制的框图和电感电流波形

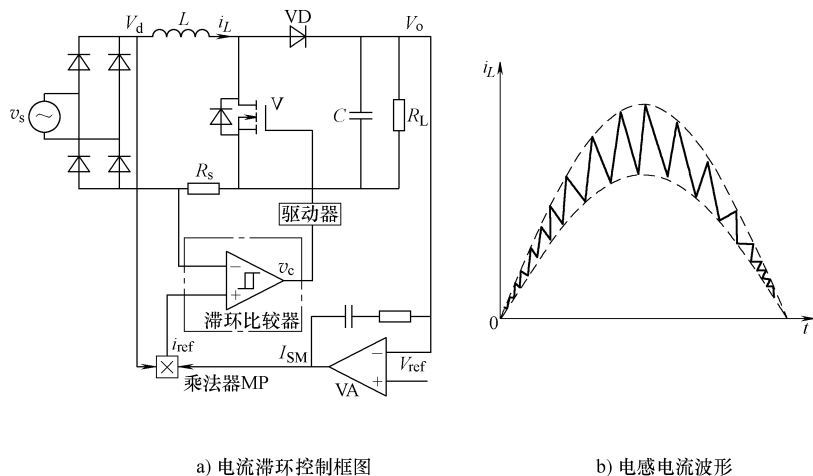


图 3-17 电流滞环控制的框图和电感电流波形

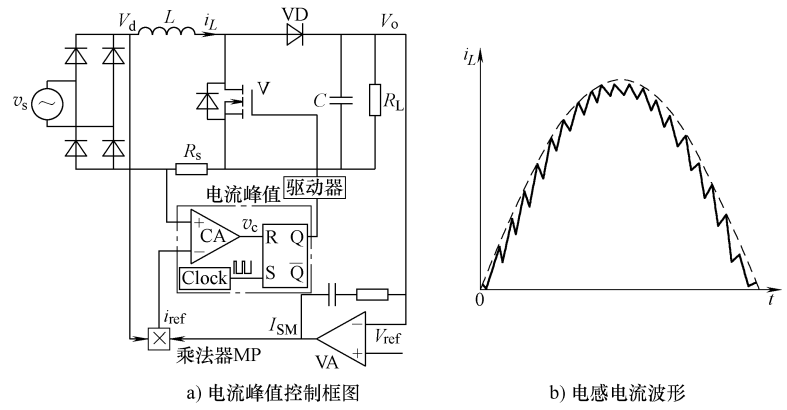


图 3-18 电流峰值控制的框图和电感电流波形

3.3 DCM 单相 Boost 型 PFC 变换器

上一节介绍的单相 Boost 型 PFC 变换器工作在 CCM 下，实际上单相 Boost 型 PFC 变换器也可以工作在 DCM 下。在小功率应用的场合，有时采用 DCM 具有一定的优势，如控制电路简单，系统近似为一阶系统、控制回路设计简单。Boost 型二极管为零电流关断，二极管的反向恢复过程被抑制，因此减少了开关损耗。下面仍以单相 Boost 型 PFC 变换器电路为例来介绍。

DCM 单相 Boost 型 PFC 变换器可细分为 DCM 和 CRM。DCM 一般采用恒频率（CF）控制，CRM 需要采用变频（VF）控制。

图 3-19 给出 Boost 型变换器工作 DCM 并采用恒频率控制时的电路和波形。需要选择合适的开关周期 T_s ，确保变换器在输入电压（馒头形波形）或负载变化范围内始终工作在 DCM，也即在每个开关周期中，电感电流为零阶段 t_d 始终存在。

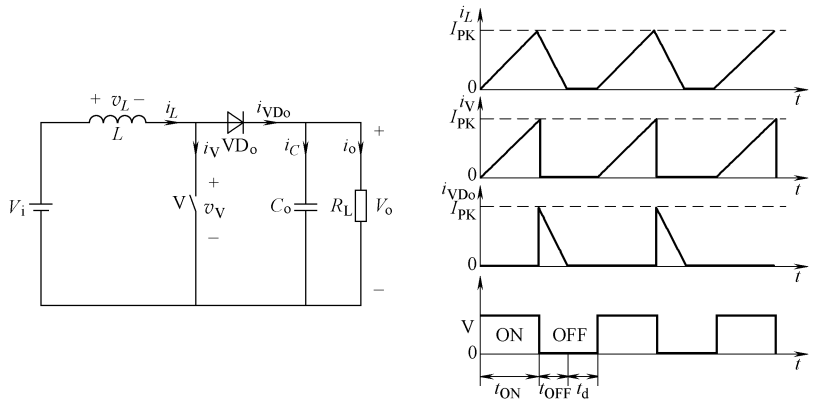


图 3-19 Boost 型变换器电路及采用 CF 控制时的电路波形

由于在 DCM 下, 零阶段 t_d 始终存在, 使电感电流的峰值大于输入电网电流平均值的 2 倍, 这样对输入 EMI 滤波器提出更高的要求。

图 3-20 给出 Boost 型变换器电路和工作 CRM 并采用变频控制时的电路波形。在一个开关周期中, 一旦电感电流下降到零, 开关管 V 就立刻再次开通, 这样可以减少电感电流的脉动。在 CRM 中, 开关周期受到电感电流影响, 而电感电流又与输入电压和负载有关, 于是开关频率变得不固定, 即在 CRM 时变换器工作在变频方式。

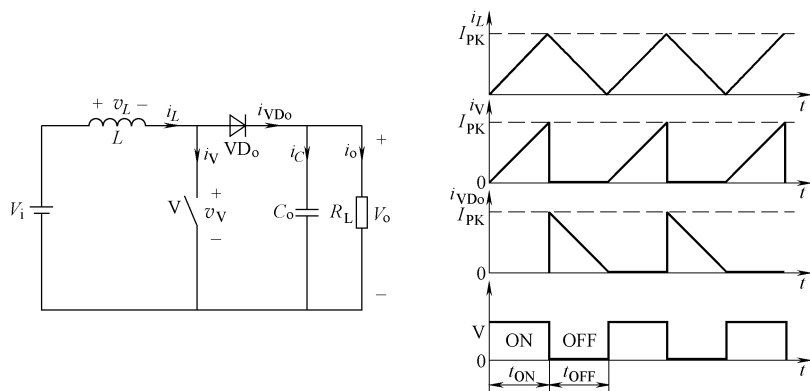


图 3-20 CRM Boost 型变换器电路及电路波形

在 CRM 中, 当电感电流和 Boost 型二极管的电流下降到零之后, 开关管 V 才施加开通信号, 开关管 V 满足零电流开通条件, 同时 Boost 型二极管的反向恢复过程被抑制, 因此减少了开关损耗。在 CRM 下, 由于没有死区时间 t_d , 在每个开关周期中的电感电流波形为一个三角波, 于是电感电流的峰值刚好是电感电流开关周期平均值的两倍。开关管 V 关断电感峰值电流, 约为电感电流平均值的两倍。在 CRM PFC 电路中, 输入差模电流的峰峰值为平均电流的两倍, 它比采用 CF 控制的 DCM 下的差模电流显著减少, 但仍大于 CCM 时的差模电流。

CRM PFC 电路的开关频率变化范围将达到 10 倍以上, 在实际电路中, 为了减少开关频率损耗, 会对上限开关频率进行限制, 于是在上限开关频率工作时, 电路就进入到 DCM。

如果将两个 CRM Boost 型变换电路并联组合起来, 如图 3-21 所示, 并假定并联组合的两个变换电路的参数相同, 开关频率也保持一致, 且开关管驱动脉冲的占空比相同。输入总电流 i_L 为两个变换器的输入电流之和, 即

$$i_L = i_{L1} + i_{L2} \quad (3-45)$$

式中, i_{L1} 、 i_{L2} 分别为两个变换电路的电感电流。

组合电路的输入总电流 i_L 的纹波是由两个变换器的驱动脉冲的相位差、电感电流的峰值、占空比所决定的, 如图 3-22 所示。图 3-22a 是两个变换器的驱动脉冲的相位差为零时的情况, 输入总电流 i_L 纹波是单个变换器的两倍, 输入总电流

i_L 纹波显著增加；图 3-22b 是两个变换器的驱动脉冲的相位差为 180° 时的情况，由于两个变换器的输入电流的纹波部分相消，因此输入总电流 i_L 纹波显著减少；图 3-22c 是两个变换器的驱动脉冲的相位差为 180° 时的情况，而且占空比均为 50% 时，此时两个变换器的输入电流的纹波完全相消，输入总电流 i_L 纹波为零。图 3-22d 是两个变换器的驱动脉冲的相位差为 180° ，但两个 Boost 型电感的峰值电流不同的情况，输入总电流 i_L 中仍存在较大的纹波。

通常将驱动脉冲相移 180° 的两个变换电路的并联组合称为交错并联组合变换器。从上面的分析可知，交错并联组合可以使输入电流纹波部分或完全相互抵消，显著减少输入电流纹波。

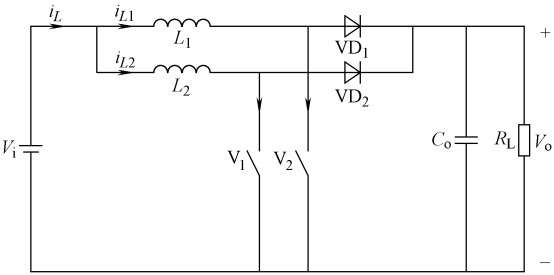


图 3-21 两个 CRM Boost 型变换电路并联组合

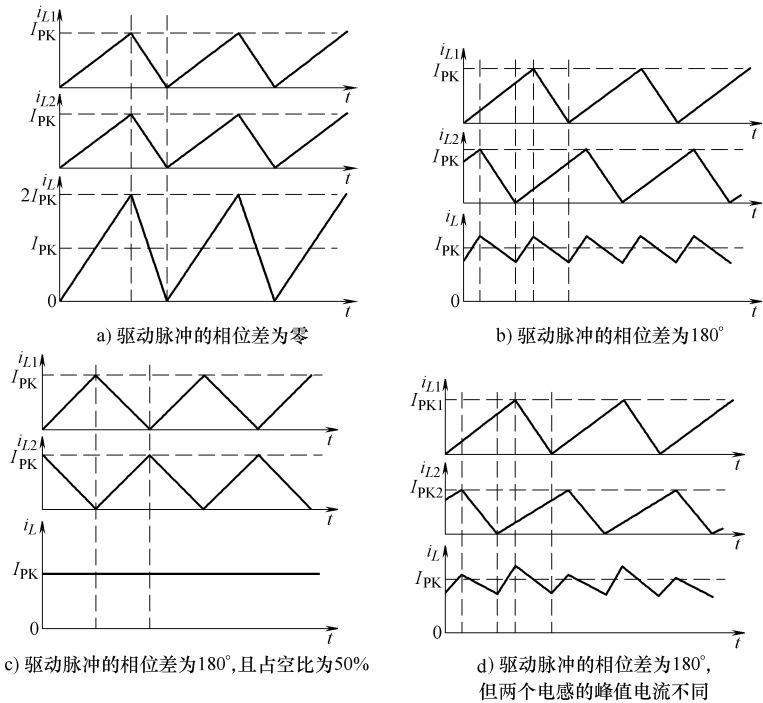


图 3-22 输入总电流 i_L 波形

3.3.1 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器电路分析

图 3-23 所示为单相 Boost 型 PFC 变换器工作在 CRM 时电感电流波形, 由于采用 VF 控制, 因此开关频率是变化的。为简化设计, VF 控制采用恒定开通时间控制策略。下面分析开关频率与电路参数之间的关系。

在 CRM 中, 一个开关周期由两个阶段构成。在每个开关周期之初, 电感电流总是从零开始上升, 达到要求的峰值后, 就开始下降, 直到电感电流为零。一旦电感电流为零, 立即启动下一个开关周期。因此在 CRM 中, 电感电流的波形由一系列的三角波组成。

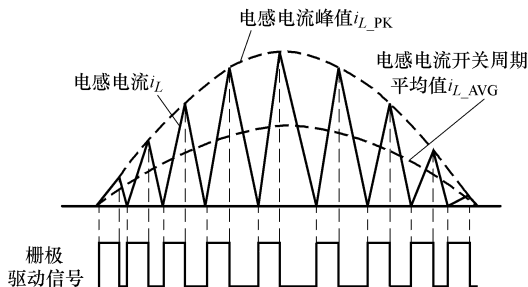


图 3-23 在 CRM 中电感电流波形

在 CRM 中, 一个开关周期由两个阶段构成, 对应的等效电路如图 3-24 所示。为简化分析, 在以下分析中, 假定开关管为理想开关器件, 开关管导通时, 其压降为零, 开关管关断时, 其电阻为无穷大。

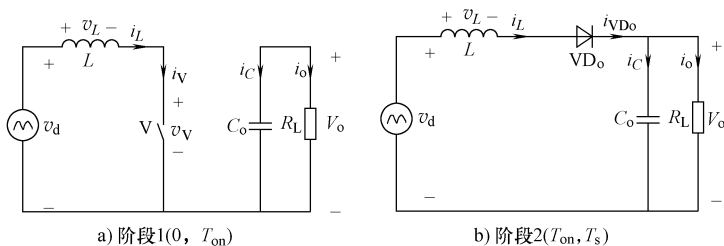


图 3-24 CRM 下工作时等效电路

在阶段 1 ($0, T_{on}$) 中, 开关管 V 导通, 而 VD_0 处于关断状态, 阶段 1 的等效电路如图 3-24a 所示。电压 $v_d(\omega t)$ 加在电感 L 上, 电感上电压 v_L 可表示为

$$v_L = v_d(\omega t) = \sqrt{2}V_s |\sin \omega t| \quad (3-46)$$

电感电流变化率 di_L/dt 为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} |\sin \omega t| \quad (3-47)$$

由于开关周期 T_s 相对于工频周期非常的短, 因此近视认为在一个开关周期中电网电压保持恒定, 由式 (3-47) 得到

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} |\sin \omega t| \approx \frac{\sqrt{2}V_s}{L} |\sin \omega t_n| = \frac{\sqrt{2}V_s |\sin \theta_n|}{L} \quad (3-48)$$

式中, θ_n 为在一个工频周期中, 第 n 个开关周期的开始时刻, $\theta_n = \omega t_n$ 。

由式 (3-48), 可以解出电感电流

$$i_L = \int_0^t \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{L} d\tau = \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{L} t \quad (3-49)$$

上式表明: 在阶段 1 中, 电感电流 i_L 从零开始线性上升。在阶段 1 末, 即 $t = T_{on}$, 电感电流达到峰值为

$$i_{L-PK}(\theta_n) = i_L(T_{on}) = \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{L} T_{on} \quad (3-50)$$

在每个开关周期中, 电感电流峰值 $i_{L-PK}(\theta_n)$ 是 $\sin\theta_n$ 的函数。如果 VF 控制采用恒定开通时间控制策略, 即导通时间 T_{on} 为恒定值, 那么在半个工频周期中, 电感电流的峰值的包络线按照正弦变化, 如图 3-23 所示。

由于在阶段 1, 二极管 VD_o 处于关断状态, 电流 $i_{VD_o} = 0$, 因此输出负载电流只能依靠 C 的放电来维持, $i_o = -i_C$ 。

在阶段 2 (T_{on}, T_s) 中, 开关管 V 关断, 而 VD_o 处于导通状态, 阶段 2 的等效电路如图 3-24b 所示。电压 $v_d(\omega t) - V_o$ 加在输入电感 L 上, 于是电感上电压 v_L 可表示为

$$v_L = v_d(\omega t) - V_o = \sqrt{2}V_s |\sin\omega t| - V_o \quad (3-51)$$

电感电流的变化率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \left(|\sin\omega t| - \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s} \right) \quad (3-52)$$

假定开关周期 T_s 相对工频周期非常的短, 这样可以近视认为在一个开关周期中, 电网电压保持恒定, 于是式 (3-52) 可近似为

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \left(|\sin\theta_n| - \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s} \right) \quad (3-53)$$

由于 $V_o > \sqrt{2}V_s$, 因此上式的右边为负, 表明在阶段 2 中, 电感电流下降, 即表示电感 L 处于释放磁能状态。在阶段 2 中, 电感 L 与输入电源一起向输出负载输送电能, 并对电容 C 充电, 电容 C 中储存的电能将增加。

由式 (3-53), 得到在阶段 2 中的电感电流

$$\begin{aligned} i_L(t) &\approx \int_{T_{on}}^t \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \left(|\sin\theta_n| - \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s} \right) d\tau + i_{L-PK}(\theta_n) \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \left(|\sin\theta_n| - \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s} \right) (t - T_{on}) + i_{L-PK}(\theta_n) \end{aligned} \quad (3-54)$$

一旦电感电流下降到零, 阶段 2 就结束, 于是开始下一个开关周期。令上式在 $t = T_s$ 时为零, 以便求解开关周期 T_s , 即

$$\frac{\sqrt{2}V_s}{L} \left(|\sin\theta_n| - \frac{V_o}{\sqrt{2}V_s} \right) (T_s - T_{on}) + i_{L_PK}(\theta_n) = 0 \quad (3-55)$$

阶段 2 的持续时间 T_{off} 为

$$T_{off} = T_s - T_{on} = \frac{i_{L_PK}(\theta_n)L}{V_o - \sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|} = \frac{1}{\frac{V_o}{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|} - 1} T_{on} \quad (3-56)$$

阶段 2 的持续时间 T_{off} 与输出电压 V_o 、输入电压 $\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|$ 、开关导通时间 T_{on} 有关。

在 CRM 中, 电感 L 在阶段 1 储存磁能将在阶段 2 未全部向输出释放, 即在阶段 2 末的电感电流的值等于零。

开关周期为 $T_s = T_{on} + T_{off}$, 利用式 (3-56), 得到恒定导通时间控制时开关周期

$$T_s = \frac{T_{on}}{1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o}} \quad (3-57)$$

开关频率为

$$f_s = 1/T_s = \frac{1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o}}{T_{on}} \quad (3-58)$$

上式表明, 单相 Boost 型 PFC 变换器工作在 CRM 时, 在一个工频周期中, 开关频率 f_s 是变化的, 如图 3-25 所示。当 $\theta = \omega t = \pi/2$ 时, 开关频率 f_s 达到最低值, 即

$$f_{s_min} = \frac{1 - \frac{\sqrt{2}V_s}{V_o}}{T_{on}} \quad (3-59)$$

定义归一化开关频率 f_s^* 为

$$f_s^* = \frac{f_s}{1/T_{on}} = 1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o} \quad (3-60)$$

占空比为

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = 1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o} \quad (3-61)$$

上式与 CCM 时的占空比式 (3-31) 相同。

图 3-25 给出了开关频率随着输入交流电网电压正弦波形变化的情况。图 3-25a 中输入交流电压的有效值 $V_s = 230V$, 输出直流电压 $V_o = 400V$, 可见在输入交流电压的峰值时开关频率约为输入交流电压过零时刻的开关频率的五分之一。图 3-25b 中, 输入交流电压的有效值 $V_s = 90V$, 输出直流电压 $V_o = 400V$, 可见在输入交流

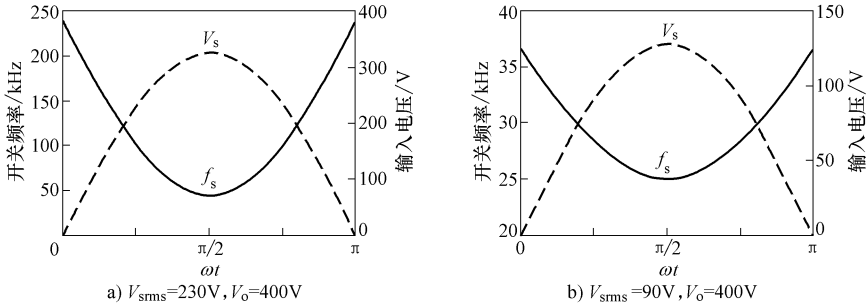


图 3-25 在 CRM 下开关频率与输入交流瞬时值的关系

电压的峰值时, 开关频率约为输入交流电压过零时刻的开关频率的三分之二。可见, 输入电压的有效值愈小, 开关频率 f_s 的变化范围愈窄。

PFC 变换器的输入交流电流的有效值 I_s 是直流输出功率 P_o 、变换器效率 η 和输入电压有效值 V_s 的函数。假定输入功率因数为 1, 输入交流电流的有效值 I_s 为

$$I_s = \frac{P_o}{\eta V_s} \quad (3-62)$$

如图 3-23 所示, 一个开关周期的电感电流呈三角形, 电感电流峰值的包络线 i_{L_PK} 是电感电流开关周期平均值 i_{L_avg} 的两倍, 即

$$i_{L_PK}(\theta) = 2i_{L_avg}(\theta) \quad (3-63)$$

在半个工频周期中, 电感电流的开关周期平均值 i_{L_avg} 可以近似为正弦波, 其有效值为 $I_{L_avg} = I_s$, 即 i_{L_avg} 可表示为

$$i_{L_avg}(\theta) = \sqrt{2}I_s |\sin\theta| \quad (3-64)$$

将式 (3-64) 代入式 (3-63), 得到 i_{L_PK} 为

$$i_{L_PK}(\theta) = 2\sqrt{2}I_s |\sin\theta| \quad (3-65)$$

在电感电流达到峰值的时刻, $i_{L_PK}(\theta_n) = I_{Lmax}(\theta_n)$ 。在 $\theta = \theta_n$ 时, 由式 (3-65) 得到

$$i_{L_PK}(\theta_n) = 2\sqrt{2}I_s |\sin\theta_n| \quad (3-66)$$

重写式 (3-50) 为

$$i_{L_PK}(\theta_n) = \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{L} T_{on} \quad (3-67)$$

结合式 (3-66) 和式 (3-67), 得到

$$T_{on} = \frac{2I_s L}{V_s} \quad (3-68)$$

将式 (3-62) 代入式 (3-68), 得到

$$T_{on} = \frac{2P_o L}{\eta V_s^2} \quad (3-69)$$

将式 (3-69) 代入式 (3-58), 得到

$$f_s = \frac{1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o}}{\frac{2P_o L}{\eta V_s^2}} = \frac{\eta V_s^2}{2P_o L} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_s |\sin\theta_n|}{V_o} \right) \quad (3-70)$$

当 $\theta_n = \pi/2$ 时, 开关频率达到在半个工频周期中的极小值 f_{s_min} 为

$$f_{s_min} = \frac{\eta V_s^2}{2P_o L} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_s}{V_o} \right) \quad (3-71)$$

假定输出电压 V_o 、输出功率 P_o 、变换器效率 η 和电感 L 一定, 开关频率的极小值 f_{s_min} 与输入电压有效值 V_s 有关。假定输出电压 $V_o = 400V$, 输入电压有效值 V_s 的变化范围为 $90 \sim 265V$, 图 3-26 给出了开关频率极小值 f_{s_min} 与输入电压有效值 V_s 关系曲线, 这里以输入 $V_s = 90V_{rms}$ 时开关频率极小值 f_{s_min} 为归一化基准。

可见, 当输入电压有效值 V_s 最大时, f_{s_min} 为最小, 有

$$f'_{s_min} = \frac{\eta V_{s_max}^2}{2P_o L} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{s_max}}{400} \right) \quad (3-72)$$

上式可以用于 Boost 型电感值的设计, 假定最小开关频率已经确定, 这样可以由下式确定 Boost 型电感值为

$$L = \frac{\eta V_{s_max}^2}{2f'_{s_min} P_o} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{s_max}}{400} \right) \quad (3-73)$$

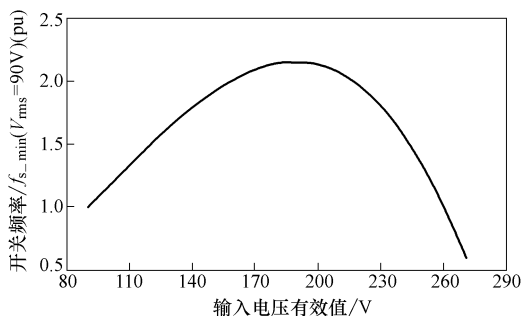


图 3-26 开关频率极小值 f_{s_min} 与输入电压有效值 V_s 关系曲线

3.3.2 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制

图 3-27 为 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制框图, 也由电压外环和电流内环构成。电压外环的作用是控制变换器的输出直流电压, 电流内环作用是使输入电流波形控制为正弦波, 使输入电流波形跟踪电网电压的波形变化。

图 3-27 中, 输入交流电压 v_s 经过二极管全桥整流后获得直流电压 v_d , 经过电阻分压后得到一个馒头形波形信号 v_{d1} , 用于 Boost 型电感电流波形控制。将参考电压 V_{ref} 和 Boost 型变换器的输出电压 V_o 的反馈信号分别送入电压调节器 (VA), 进行误差计算, 电压调节器 (VA) 输出 I_{SM} 反映了 PFC 变换器需要向负载输出功率的大小。由于电压外环的带宽设计得较低, 因此在一个工频周期里, 电压调节器

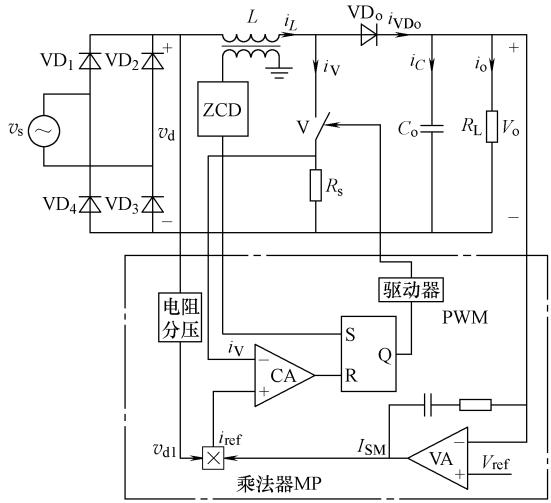


图 3-27 CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器的控制框图

VA 输出可视为恒定。通过乘法器 MP，将电压调节器 VA 输出的近似直流信号 I_{SM} 与馒头形波形信号 v_{dl} 相乘，得到电流参考信号 i_{ref} 。电流参考信号 i_{ref} 仍保持为馒头形波形，跟踪电网瞬时电压波形变化，只是馒头形波形信号的幅度受到电压调节器 VA 输出 I_{SM} 的调节。

电流控制环采用峰值电流控制，电流传感器测得的开关管的电流（或电感电流），一旦达到电流参考信号 i_{ref} ，比较器反转，复位 RS 触发器，关断开关管。于是 Boost 型变换器进入电感电流通过 Boost 型二极管向负载传递能量的阶段，随着时间的推移，电感中的磁能逐步减小，电感电流也逐步减小，最后电感电流减小到零。一旦电感电流过零以后，过零检测电路就发出一个脉冲信号，置位 RS 触发器，于是再次开通开关管，电路进入新的一个开关周期，Boost 型二极管截止，电路进入电感储存磁能阶段。在该阶段，负载能量仅由输出滤波电容提供，电感电流线性上升，上升的斜率与输入电网电压的瞬时值成正比。一旦电感电流达到电流参考信号 i_{ref} ，比较器再次反转，复位 RS 触发器，于是关断开关管。图 3-27 中，通过在 Boost 型电感上增加一个辅助绕组，用于电感电流过零检测（ZCD）。

Boost 型变换器工作在 CRM 下，电感电流的波形呈三角波，电感电流波形中的各三角波峰值跟踪乘法器输出的馒头形波形信号，也就是跟踪电网电压波形。这样电感电流平均值的波形近似为一个正弦波，并且与输入电压同相位，达到了功率因数校正的目的。

CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器采用变频控制，开关频率随输入交流电压和输出负载的变化，因此需要依据开关频率变化范围和纹波，精心设计输入电源侧 EMI 滤波器。

工作在 CCM 下的优点是：输入电流的纹波会比较小，EMI 滤波器体积也较小，

变换器中开关管和二极管的电流应力也较小。CCM 的缺点是：输入电感值比较大，而且存在着比较严重的二极管反向恢复问题，高频工作时存在较大的开关损耗。

DCM 的优缺点正好和 CCM 相反。其优点是：输入电感值比较小，并且不存在二极管的反向恢复问题。其缺点是：输入电流的纹波很大，需要较大的 EMI 滤波器，变换器中开关管和二极管中的峰值电流达到同等功率 CCM 变换器中的两倍以上，因此通态损耗较大。

一般来说，DCM 比较适合小功率应用，如功率在数瓦至数百瓦之间的应用，而 CCM 比较适合更大的功率应用场合。

3.4 其他单相 PFC 变换技术

为了提高单相 PFC 变换电路的效率，出现一些新的电路拓扑和控制方案。

3.4.1 无桥型 PFC 变换电路

在图 3-28a 所示的 CCM 单相 Boost 型 PFC 变换电路中，在电路工作时，功率回路上始终存在三个开关器件的压降，造成了较大的导通损耗，为了降低这部分损耗，出现了无桥 PFC 变换电路，如图 3-28b 所示。

在无桥 PFC 变换电路中，功率回路中导通的开关管减少为两个，导通压降也相应减少。在半个工频周期内，开关管 V_1 和 V_2 中，仅有一个作为高频开关使用，另一个作为工频整流二极管使用，可以使用 MOSFET 的体二极管作为整流管使用，也可以将 MOSFET 作为同步整流管使用，以进一步降低导通损耗。在传统 PFC 变换器中，电感在直流侧，而在无桥 PFC 变换器中电感放置在交流侧。

相对于传统的 Boost 型 PFC 变换器，无桥 PFC 变换电路存在较大的共模干扰，在设计 EMI 滤波器需要特别注意。

3.4.2 低频开关 PFC 变换电路

图 3-29 给出了低频开关 PFC 变换电路及驱动信号，开关管 V 在半个工频周期内仅开通和关断一次，开关频率仅为市电频率的两倍，远低于通常 PFC 电路中的数十至数百千赫的开关频率。与传统高频 PWM 开关 PFC 电路，低频开关 PFC 变换

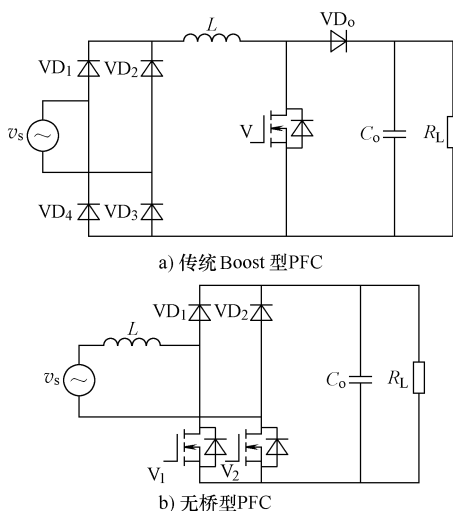


图 3-28 单相 Boost 型 PFC 变换电路的改进

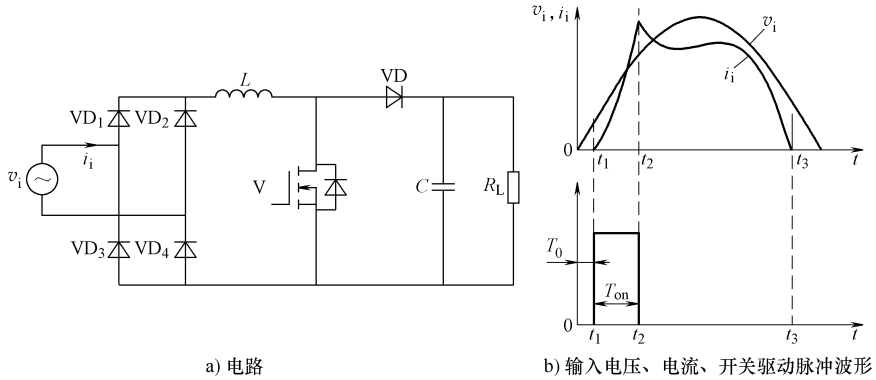


图 3-29 低频开关 PFC 变换电路和电路波形

电路的开关损耗显著降低，而且没有高频的电磁干扰问题，可以降低对 EMI 滤波器的要求。

在半个电网周期内，低频 PFC 的工作过程可以分为四个阶段。

阶段一 ($t_0 < t < t_1$)：如图 3-30 所示，开关管 V 关断。由于输入电压 v_i 低于输出电压 V_o ，全桥式整流器中的二极管均关断，输入电流 i_i 为零，输出电容 C 放电，并向负载提供能量。电路满足以下关系：

$$\begin{cases} i_i(t) = 0 \\ v_o(t) = v_o(0) e^{-\frac{t}{R_L C}} \end{cases} \quad (3-74)$$

阶段一的时间间隔 $t_0 - t_1$ 定义为延迟时间 T_d 。

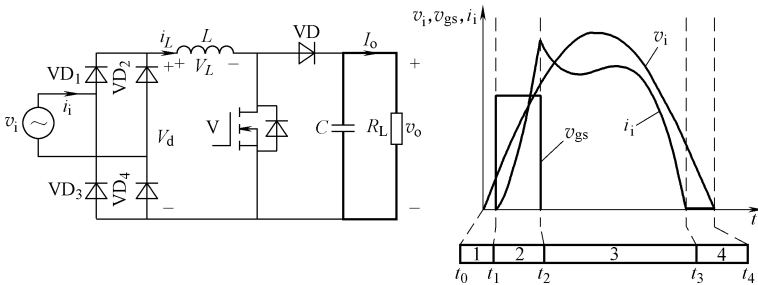


图 3-30 工作阶段一

阶段二 ($t_1 < t < t_2$)：如图 3-31 所示，在 t_1 时刻，开关管 V 开通。加在电感 L 两端的电压为输入电网电压，即

$$v_L(t) = v_i(t) = \sqrt{2} V_m |\sin \omega t| \quad (3-75)$$

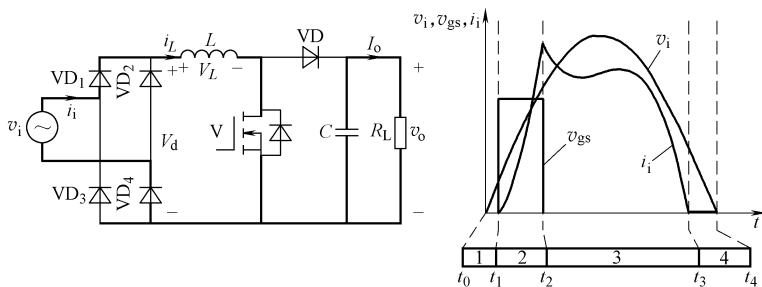


图 3-31 工作阶段二

电感 L 处于储存磁能状态，电感电流上升，输入电流可以表示为

$$i_{in}(t) = \frac{\sqrt{2}V_m}{\omega L}(\cos\omega t_1 - \cos\omega t) \quad (3-76)$$

二极管 VD 承受反向电压关断，输出电容 C 继续放电，并向负载提供能量。电容电压即输出电压 V_o 可以表示为

$$v_o(t) = v_o(0)e^{-\frac{t}{R_L C}} \quad (3-77)$$

阶段二的时间间隔 $t_2 - t_1$ 定义为导通时间 T_{on} 。

阶段三 ($t_2 < t < t_3$)：如图 3-32 所示，在 t_2 时刻开关管 V 关断，二极管 VD 开通，电感 L 处于释放磁能状态，电感电流下降。电路状态可以用下述微分方程来描述：

$$LC \frac{d^2 v_o(t)}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dv_o(t)}{dt} + v_o(t) = \sqrt{2}V_m |\sin(\omega t)| \quad (3-78)$$

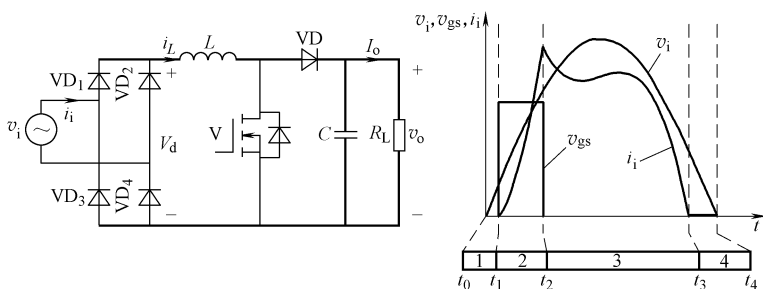


图 3-32 工作阶段三

该微分方程初值可以表示为

$$v_o(t_2) = v_o(0)e^{-\frac{t_2}{R_L C}} \quad (3-79)$$

电感电流可以表示为电容电流和负载电流 I_o 之和，即

$$i_i(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R_L} \quad (3-80)$$

阶段四 ($t_3 < t < t_4$): 如图 3-33 所示, t_3 时刻电感磁能释放完毕, 输入电流 i_i 为零, 二极管 VD 关断, 输出电容 C 放电, 并向负载提供能量。电路满足以下关系:

$$\begin{cases} i_i(t) = 0 \\ v_o(t) = v_o(t_3) e^{\frac{t_3-t}{R_L C}} \end{cases} \quad (3-81)$$

半个工频周期后输出电压可以表示为

$$v_o\left(\frac{T}{2}\right) = v_o(t_3) e^{\frac{t_3-T/2}{R_L C}} \quad (3-82)$$

由于电路工作在稳定状态, 电容在 t_0 时刻的值应该等于在 $T/2$ 时刻的值, 并且 t_3 时刻的输入电流为 0, 故有

$$\begin{cases} i_i(t_3) = 0 \\ v_o\left(\frac{T}{2}\right) = v_o(t_3) e^{\frac{t_3-T/2}{R_L C}} = v_o(0) \end{cases} \quad (3-83)$$

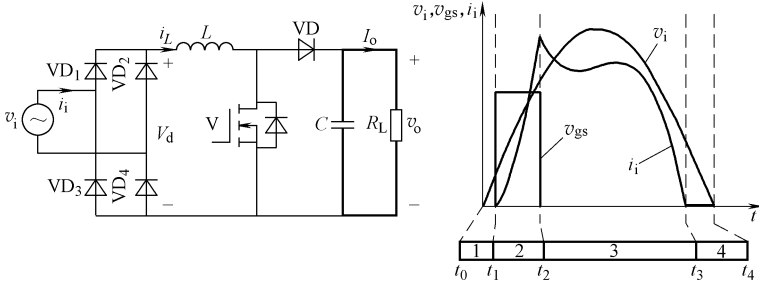


图 3-33 工作阶段四

联立以上方程, 可以解出未知量 $v_o(0)$ 和 t_3 , 由此可推出输入电流 i_i 和输出电压 V_o 的方程。由输入电流方程可以求出输入功率因数和 THD, 首先计算输入电流的有效值:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_i(\omega t))^2 d\omega t} \quad (3-84)$$

输入电流的基波成分有效值可由傅里叶公式计算出, 有

$$I_{1\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (3-85)$$

式中, $a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_i(\omega t) \cos \omega t d(\omega t)$, $b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_i \sin \omega t d(\omega t)$ 。

THD 和输入功率因数可以通过下式计算:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_{\text{rms}}^2 - I_{1\text{rms}}^2}}{I_{1\text{rms}}} \quad (3-86)$$

$$\text{PF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \quad (3-87)$$

根据以上计算方法,利用 MathCAD 软件可以分析不同电路参数,如延迟时间 T_d 、导通时间 T_{on} 、电感 L 对输入功率因数及输出电压的影响,从而选择合适的电路参数。

由于半个工频周期内开关管仅仅开关一次,当输入电压及输出功率变化范围较大时,输出电压很难得到良好的约束,电压波动范围较大,不利于后级 DC-DC 变换器的设计及效率优化。同时需要一个较大的电感 L ,以改善输入电流质量。以一个 500W 低频 PFC 电路为例,图 3-34 给出了电感值和功率因数的关系曲线。由该曲线可知,在该图所给的工作条件下,为了使满载时功率因数大于 0.9,电感值至少应大于 24mH。由此可见,低频 PFC 中所需电感值远远大于传统的高频 PFC,这也是低频 PFC 的主要缺陷。

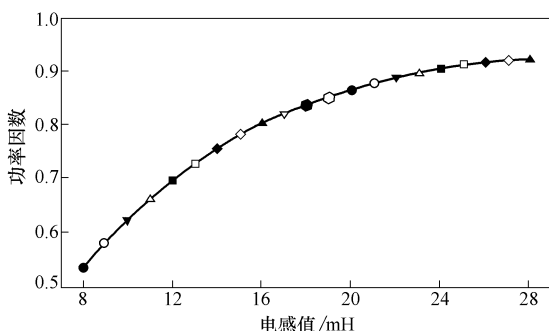


图 3-34 电感值和功率因数关系曲线 ($T_d = 1.6\text{ms}$, $T_{on} = 0.7\text{ms}$, $C = 1.5\text{mF}$, $V_{in(rms)} = 230\text{V}$)

3.4.3 窗口控制 PFC 变换电路

假设 PFC 电路的输入功率因数为 1,则输入电压和输入电流为同相位的正弦波,可以表示为

$$\begin{cases} v_i(t) = V_m \sin \omega t \\ i_i(t) = I_m \sin \omega t \end{cases} \quad (3-88)$$

根据功率平衡,可以得到输入功率 P_i 、输出功率 P_o 之间的关系如下:

$$P_i = \frac{V_m I_m}{2} = P_o / \eta \quad (3-89)$$

式中, η 为变换器的效率。如果忽略变换电路中损耗, $P_i \approx P_o$ 。

PFC 电路瞬时输入功率可以表示为

$$p_i(t) = V_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{V_m I_m}{2} [1 - \cos(2\omega t)] = P_o [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3-90)$$

如图 3-35 所示,瞬时输入功率并不是恒定不变,而是以两倍工频频率脉动,其中主要的功率传递区域出现在图阴影区域。该区域传递的功率可计算为

$$P_{\text{shadow}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} p_i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} P_o [1 - \cos(2\omega t)] d(\omega t) = 81.8\% P_o \quad (3-91)$$

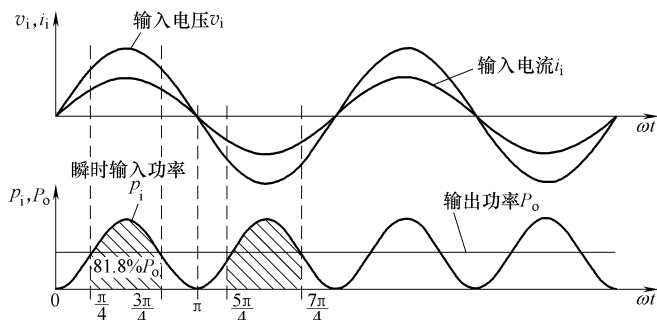


图 3-35 PFC 电路输入功率分析

可见大部分功率在 $[\pi/4, 3\pi/4]$ 区间，大部分损耗也产生在这个区域，降低该区域的开关频率可以有效地降低开关损耗。根据以上分析出现了一种新颖的窗口控制技术。

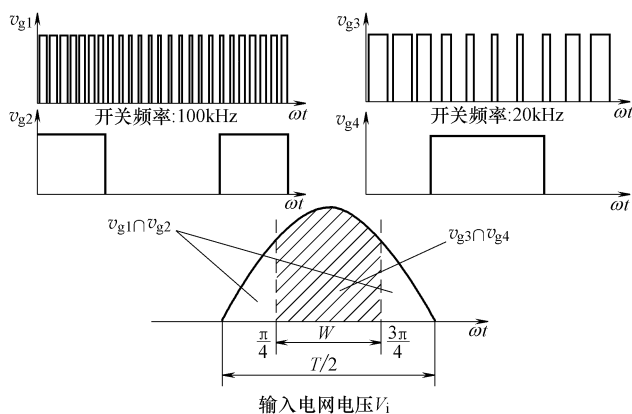


图 3-36 功率因数校正变换电路窗口控制概念

图 3-36 所示为 PFC 变换电路窗口控制概念，其中 T 为电网周期， W 为窗口区域宽度。从对 PFC 输入功率特点分析可知，在半个电网周期内，能量主要在中间电网电压较大的区域（图 3-36 所示的阴影区域）传递，这一区间的 MOSFET 损耗也占据了全部损耗的较大比例，因此在这一区域降低开关频率可以有效地降低开关损耗。为了防止形成音频噪声，这里最低频率不能低于 20kHz；而在电网半波的两侧部分，传递功率较小，MOSFET 损耗较小，而此时较低的开关频率难以很好地跟踪正弦参考信号，容易形成过零点畸变，降低功率因数，因此在这个区域需要使用较高的开关频率（如 100kHz），以获得较高的功率因数。

窗口区域的宽度 W 是窗口控制中最为重要的参数，窗口宽度直接影响着电路效率和功率因数。很明显，窗口宽度越大，电路效率越高，但是电流纹波变大，输入功率因数会降低。实际电路中，往往对功率因数的大小有着不同的要求，因此可

以根据对功率因数的要求来选择符合条件的窗口宽度。

图 3-37 给出了窗口控制功率因数校正变换电路实现方式。首先采样输入电压正弦半波 V_d ，并将其经过低通滤波后得到直流成分 V_{ff} ，然后将采样得到的输入电压正弦半波信号 V_{dd} 与该直流成分 V_{ff} 比较得到窗口控制信号 V_{EWC} 。由于采用输入电压正弦半波信号与其直流成分比较得到窗口控制信号，在不同电网输入电压下，两者始终可以保持恒定比例，因此窗口控制信号可以不受电网输入电压变化的影响。通过窗口控制信号 V_{EWC} 控制 MOS-FET (V_1) 的通或断，改变 UC3854 的外接电容，实现在 UC3854 的两种振荡频率之间的切换。

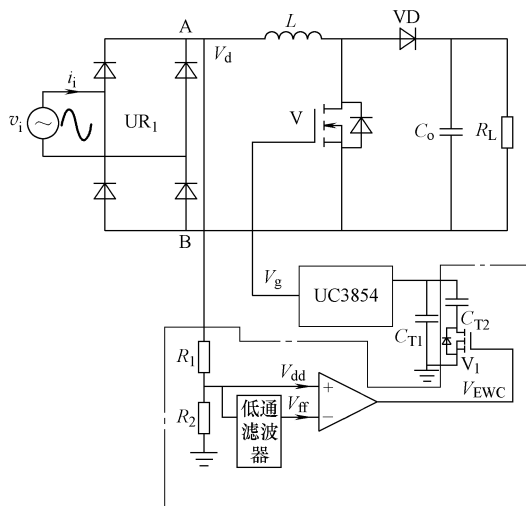


图 3-37 窗口 PFC 变换电路实现方式

3.5 本章小结

在传统整流器与输出直流负载之间引入电力电子开关器件，通过对电力电子开关器件的 PWM 控制，使得网侧输入功率因数近似为 1，达到 PFC 的目的。CCM 单相 Boost 型 PFC 变换器具有电力电子器件利用率高、导通损耗小、电网侧电流连续和电磁干扰小等特点。CRM 单相 Boost 型 PFC 变换器，消除了反向二极管恢复问题，具有开关损耗小的特点，但导通损耗较大。如果进一步结合交错并联技术，可以减少滤波电感。采用无桥型 PFC 变换电路，可以进一步减少电力电子开关器件的导通损耗，提升变换器效率，但需解决电磁兼容问题。对功率因数要求不是很高的场合，可以采用低频开关 PFC 变换电路或窗口控制 PFC 变换电路，以提升变换效率。

参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] Robert W. Erickson. Fundamentals of power electronics. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] Singh B, Singh B N, Chandra A, et al. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters [J]. IEEE Transactions on, Industrial Electronics, 2003, 50 (5): 962-981.
- [4] Garcia O, Cobos J A, Prieto R, et al. Single phase power factor correction: a survey [J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics, 2003, 18 (3): 749-755.
- [5] Rossetto L, Spiazzi G, Tenti P. Control techniques for power factor correction converters [C]. PEMC. 1994: 1310-1318.
 - [6] Steigerwald R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3 (2): 174-182.
 - [7] Lu B, Brown R, Soldano M. Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique [C]. IEEE APEC 2005: 812-817.
 - [8] Pengju K, Shuo W, Lee F C. Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1): 291-297.
 - [9] Huber L, Yungtaek J, Jovanovic M M. Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (3): 1381-1390.
 - [10] Salmon J C. Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifiers [C]. IEEE APEC 1992: 549-556.
 - [11] Maksimovic D, Erickson R. Universal-input, high-power-factor, boost doubler rectifiers [C]. IEEE APEC 1995: 459-465.
 - [12] Pomilio J A, Spiazzi G. A double-line-frequency commutated rectifier complying with IEC1000-3-2 standards [C]. IEEE APEC 1999vol, 1: 349-355.
 - [13] Buso S, Spiazzi G. A line-frequency commutated rectifier complying with IEC 1000-3-2 standards [C]. IEEE APEC, 1999, vol. 1: 356-362.
 - [14] Pomilio J A, Spiazzi G. A low-inductance line-frequency commutated rectifier complying with EN 61000-3-2 standards [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (6): 963-970.
 - [15] Pomilio J A, Spiazzi G. A low-inductance line-frequency commutated rectifier complying with IEC 1000-3-2 standards [C]. IEEE PESC 1999, vol. 1: 313-318.
 - [16] Ming-Yang C, Yun-Chieh H, Cheng-Hu C, et al. An asymmetric PWM for low switching frequency power factor correction circuit [C]. ICIT 2008: 1-6.
 - [17] Rossetto L, Spiazzi G, Tenti P. Boost PFC with 100-Hz switching frequency providing output voltage stabilization and compliance with EMC standards [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36 (1): 188-193.
 - [18] Pomilio J A, Spiazzi G, Buso S. Comparison among high-frequency and line-frequency commutated rectifiers complying with IEC 61000-3-2 standards [C]. IEEE Industry Applications Conference, 2000, vol. 4: 2218-2223.
 - [19] Suga I, Kimata M, Ohnishi Y, et al. New switching method for single-phase AC to DC converter [C]. Power Conversion Conference, 1993: 93-98.
 - [20] Jinjun L, Jr. Wilson T G, Wong R C, et al. A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications [C]. IEEE APEC 2002, vol. 1: 439-445.
 - [21] Xudan Liu, Dehong Xu, Changsheng Hu, et al. A High-Efficiency Single-Phase AC/DC Converter With Enabling Window Control and Active Input Bridge [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (6), 2912-2924.
 - [22] Dehong Xu, Jindong Zhang, Weiyun Chen, et al. Evaluation of output filter capacitor current

- ripples in single phase PFC converters [C]. Proceedings of Power Conversion Conference, 2002, vol. 3: 1226 -1231, PCC Osaka.
- [23] Dehong Xu, Lee, F C. Two-lower-switch PFC converter with active snubber [C]. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC2001, 2001, vol. 2: 942-947.
- [24] Huber L, Irving B T, Adragna C, et al. Implementation of open-loop control for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters [C]. Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 24-28 Feb. 2008: 1010-1016.

第 4 章 三相有源功率因数校正

单相 PFC 变换器主要适用于小功率场合，在中大功率场合，需要三相 PFC 技术。三相 PFC 的电路拓扑较多，本章重点介绍三相单开关 Boost 型 PFC 电路，并对三相六开关 PFC 电路原理做简要介绍。最后，对其他的三相 PFC 电路作简要介绍。

4.1 三相单开关 Boost 型 PFC 电路及控制

将单相 Boost 型 PFC 电路延伸至三相电路，得到三相单开关 Boost 型 PFC 电路如图 4-1 所示。它由三相二极管整流桥和 Boost 型电路组合而成，在单相 Boost 型 PFC 电路中 Boost 电感一般在二极管整流桥的直流侧，而在三相单开关 Boost 型 PFC 电路中，Boost 电感在二极管整流桥的交流侧。

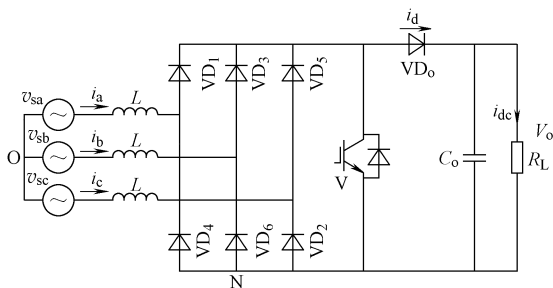


图 4-1 三相单开关 Boost 型 PFC 电路

4.1.1 工作原理

假设三相单开关 Boost 型 PFC 电路工作于电感电流断续模式，而且输入三相电网电压对称，输入三相电网电压可表示为

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \\ v_{sb}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{sc}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (4-1)$$

三相电网电压波形如图 4-2 所示，根据三相电网电压的极性，可以将一个工频周期划分为 6 个扇区。由于三相单开关 Boost 型 PFC 电路的 6 个扇区中的工作过程类似，下面以扇区 II 为例加以介绍。

在扇区 II，三相输入电压中 a 相输入电压 v_{sa} 的绝对值最大，a 相输入电压的极性为正，b 相、c 相输入电压的极性均为负。

假定图 4-1 所示的三相单开关 Boost 型 PFC 电路中，开关 V 采用恒定开关频率控制，占空比为 D ，电路在扇区 II 中的一个开关周期的工作波形如图 4-3 所示。由于开关频率 f_s 远大于电网电压频率 f ，因此在一个开关周期中可以近似认为三相输

入电压 v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} 为恒定。一个开关周期可以划分为四个工作阶段, 下面对各阶段进行逐一分析。在下面的阶段分析中, 为简化分析, 假定电力电子器件均为理想开关器件。

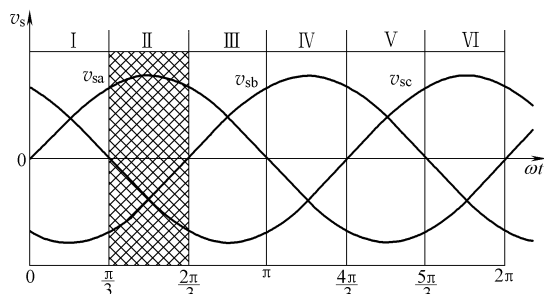


图 4-2 三相电网电压波形及扇区划分

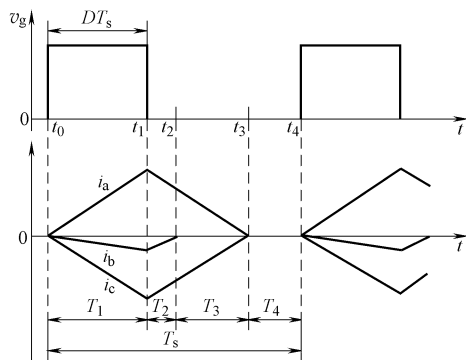
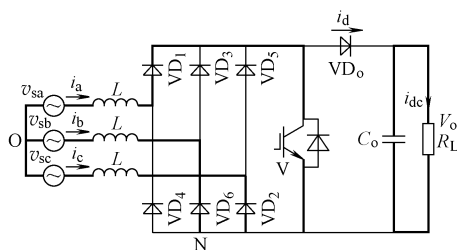


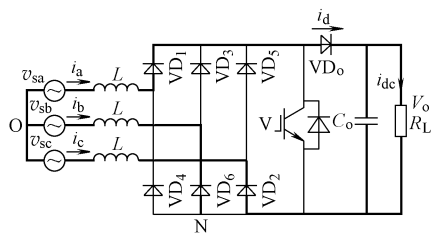
图 4-3 三相单开关 Boost 型 PFC 电路
一个开关周期的工作波形

1. 阶段 1 ($t_0 < t < t_1$): 电感储存磁能阶段

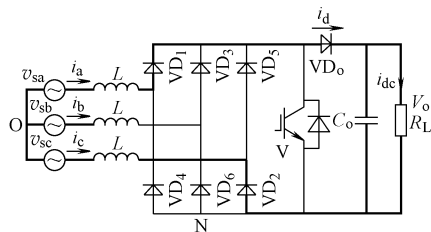
如图 4-3 所示, 在 $t_0 < t < t_1$ 区间内, 开关管 V 的驱动信号 $v_g > 0$, 开关管 V 导通, 二极管 VD_o 承受反压而关断。在该阶段, 三相输入电压中, a 相输入电压 v_{sa} 的绝对值最大, 而且 $v_{sa} > 0$, $v_{sb} < 0$, $v_{sc} < 0$, 可以证明三相整流桥中, VD_1 、 VD_2 和 VD_6 导通, 阶段 1 的等效电路如图 4-4a 所示。可见三相输入电压分别连接三个



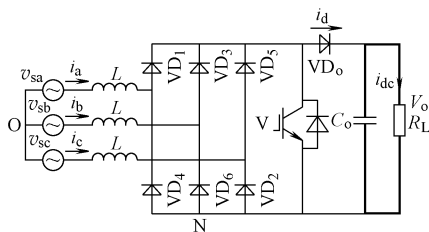
a) 电感储存磁能阶段



b) 电流下降第一阶段



c) 电流下降第二阶段



d) 断流阶段

图 4-4 DCM 下电路各工作阶段等效电路

电感，而三个电感的另一端通过开关管 V 而被连接在一起。本阶段中，三个电感处于储存磁能阶段，而输出部分与输入电源分离，电网中断对负载供电，负载电流由储存在 C_o 中的能量维持。

由图 4-4a 可得

$$\begin{cases} v_{sa} - L \frac{di_a}{dt} = v_{NO} \\ v_{sb} - L \frac{di_b}{dt} = v_{NO} \\ v_{sc} - L \frac{di_c}{dt} = v_{NO} \end{cases} \quad (4-2)$$

式中， v_{NO} 为参考点 N 与输入电源中点 O 之间的电压。

将式 (4-2) 中三式相加，得

$$v_{NO} = \frac{1}{3}(v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) - \frac{L}{3} \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) \quad (4-3)$$

由于三相输入电压对称和输入电流满足基尔荷夫电流定律 (KCL)，可得

$$\begin{cases} v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (4-4)$$

将式 (4-4) 代入式 (4-3)，得到

$$v_{NO} = 0 \quad (4-5)$$

将式 (4-5) 代入式 (4-2)，得到

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{v_{sa}}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{v_{sb}}{L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{v_{sc}}{L} \end{cases} \quad (4-6)$$

将式 (4-1) 代入式 (4-6)，得到各相电感电流变化率为

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \sin \omega t \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (4-7)$$

上式表明，阶段 1 各相电感电流的上升率分别与对应相的电压瞬时值成正比。由于开关周期比工频周期短得多，因此在一个开关周期中，可以认为输入电压恒定。在该阶段，各相电流从零开始线性增加。在阶段 1 末，即 $t = t_1 = t_0 + DT_s$ ，三

相电感电流的绝对值分别达到各自的最大值，它们也是每个开关周期中各相电流所能达到的峰值。由式 (4-7)，可以得到 a 相电感电流的峰值 i_{ap} 为

$$i_{ap} \approx \frac{di_a}{dt} DT_s = \frac{v_{sa}}{L} DT_s = \frac{\sqrt{2} DT_s V_s}{L} \sin \omega t_0 \quad (4-8)$$

上式表明，在占空比和开关周期一定时，a 相电感电流的峰值 i_{ap} 与 a 相电压的瞬时值成正比。对于 b 相、c 相可以得到类似结果，b 相电感电流的峰值 i_{bp} 为

$$i_{bp} \approx \frac{di_b}{dt} DT_s = \frac{v_{sb}}{L} DT_s \quad (4-9)$$

c 相电感电流的峰值 i_{cp} 为

$$i_{cp} \approx \frac{di_c}{dt} DT_s = \frac{v_{sc}}{L} DT_s \quad (4-10)$$

2. 阶段 2 ($t_1 < t < t_2$): 电感电流下降第一阶段

如图 4-3 所示，当 $t = t_1$ 时，开关管 V 关断，由于电感电流不能突变，三相整流桥中二极管 VD_1 、 VD_2 和 VD_6 保持导通，而且电感电流将通过二极管 VD_6 续流，阶段 2 的等效电路如图 4-4b 所示。在此阶段，三相电感 L 和输入电源一起向负载输送能量。根据图 4-4b 的等效电路，可得

$$\begin{cases} L \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) = v_{sa} - v_{sc} - V_o \\ L \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) = v_{sa} - v_{sb} - V_o \\ L \left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) = v_{sc} - v_{sb} \end{cases} \quad (4-11)$$

将式 (4-11) 中的前两式相加，得

$$L \left(2 \frac{di_a}{dt} - \frac{d(i_b + i_c)}{dt} \right) = 2v_{sa} - (v_{sb} + v_{sc}) - 2V_o \quad (4-12)$$

利用式 (4-4) 化简上式，得到

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} \left(v_{sa} - \frac{2V_o}{3} \right) \quad (4-13)$$

类似地，可以推得其他两相电感电流在阶段 2 的变化率，将三相合写如下：

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} \left(v_{sa} - \frac{2V_o}{3} \right) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} \left(v_{sb} + \frac{V_o}{3} \right) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} \left(v_{sc} + \frac{V_o}{3} \right) \end{cases} \quad (4-14)$$

在阶段 2，各相电感向输出负载释放磁能，电感电流绝对值下降，下降速率与

输出电压和各相电压有关。如图 4-2 所示, 在扇区 II 的前 1/2 区间中, 即 $\pi/3, \pi/2$ 区间, 由于 c 相电压瞬时值的绝对值最小, 根据式 (4-10), 阶段 1 末, c 相电感电流所能达到的峰值最小, 即 c 相电感储能最少, 因此在阶段 2 中, c 相电感电流最先下降为零; 同理, 对于扇区 II 的后 1/2 区间中, 即 $\pi/2, 2\pi/3$ 区间, 在阶段 2 中, b 相电感电流绝对值最先下降为零。一旦 b 相电感电流或 c 相电感电流下降为零, 阶段 2 结束。下面以开关周期处于扇区 II 的 $\pi/2, 2\pi/3$ 区间进行分析。

由式 (4-14), 可以推得在阶段 2 中 b 相电流 i_b 的表达式

$$i_b(t) = i_{bp} + \frac{1}{L} \left(v_{sb} + \frac{V_o}{3} \right) (t - t_1) \quad (4-15)$$

在扇区 II 的后 1/2 区间中, 即 $[\pi/2, 2\pi/3]$, 阶段 2 的持续时间 T_2 即为 b 相电流由其最大值 i_{bp} 下降为零所需的时间。由式 (4-15), 并结合式 (4-9) 得到阶段 2 的持续时间 T_2 为

$$T_2 = t_2 - t_1 = -\frac{Li_{bp}}{v_{sb} + \frac{V_o}{3}} = -\frac{v_{sb}DT_s}{v_{sb} + \frac{V_o}{3}} \quad (4-16)$$

由式 (4-14), 在阶段 2, a 相电流 i_a 可以表示为

$$i_a(t) = i_{ap} + \frac{1}{L} \left(v_{sa} - \frac{2V_o}{3} \right) (t - t_1) \quad (4-17)$$

阶段 2 末的 a 相电流为

$$i_a(t_2) = i_{ap} + \frac{1}{L} \left(v_{sa} - \frac{2V_o}{3} \right) T_2 \quad (4-18)$$

将式 (4-8) 和式 (4-16) 代入式 (4-18), 得到

$$i_a(t_2) = \frac{v_{sa}}{L}DT_s - \frac{1}{L} \left(v_{sa} - \frac{2V_o}{3} \right) \frac{v_{sb}DT_s}{v_{sb} + \frac{V_o}{3}} = \frac{V_oDT_s}{3L} \cdot \frac{v_{sa} + 2v_{sb}}{v_{sb} + \frac{V_o}{3}} \quad (4-19)$$

在阶段 2, c 相电流 i_c 可以表示为

$$i_c(t) = i_{cp} + \frac{1}{L} \left(v_{sc} + \frac{V_o}{3} \right) (t - t_1) \quad (4-20)$$

由式 (4-4) 得到

$$i_c(t) = -i_a(t) - i_b(t) \quad (4-21)$$

阶段 2 末的 c 相电流为

$$i_c(t_2) = -i_a(t_2) - i_b(t_2) = -i_a(t_2) \quad (4-22)$$

3. 阶段 3 ($t_2 < t < t_3$): 电感电流下降第二阶段

阶段 3 的等效电路有两种: 如果开关周期处于扇区 II 的前 1/2 区间中, 即 $\pi/3, \pi/2$ 区间, 在阶段 2 中, c 相电感电流绝对值最先下降为零; 如果开关周期处于扇区 II 的后 1/2 区间中, 即处于 $\pi/2, 2\pi/3$ 中, 在阶段 2 中 b 相电感电流绝对

值最先下降为零。现在假定开关周期处于扇区Ⅱ的后 1/2 区间中, 于是在阶段 2 中 b 相电感电流绝对值最先下降为零, 于是阶段 2 结束, 得到阶段 3 的等效电路如图 4-4c 所示。在阶段 3 中, 二极管 VD_6 关断, 而且输入 b 相电流 $i_b = 0$, 三相整流桥中只有二极管 VD_1 和 VD_2 导通, 由图 4-4c 可以得到

$$\begin{cases} L \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) = v_{sa} - v_{sc} - V_o \\ i_b = 0 \\ i_a = -i_c \end{cases} \quad (4-23)$$

解得

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{v_{sa} - v_{sc} - V_o}{2L} \\ i_b = 0 \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{v_{sa} - v_{sc} - V_o}{2L} \end{cases} \quad (4-24)$$

可见, 在阶段 3 中, 电感电流下降率与输入电压和输出电压有关。式 (4-24) 只适用于 $[\pi/2, 2\pi/3]$ 区间, 对于其他区间也可类似推导。

根据式 (4-24), 可以得到阶段 3 的 a 相电流为

$$i_a(t) = i_a(t_2) + \frac{v_{sa} - v_{sc} - V_o}{2L}(t - t_2) \quad (4-25)$$

当 a 相电流下降到零时, 阶段 3 结束。由上式得到阶段 3 的持续时间为

$$T_3 = t_3 - t_2 = -\frac{2Li_a(t_2)}{v_{sa} - v_{sc} - V_o} \quad (4-26)$$

将式 (4-19) 代入式 (4-26), 得到

$$T_3 = t_3 - t_2 = -\frac{2L}{v_{sa} - v_{sc} - V_o} \cdot \frac{V_o DT_s v_{sa} + 2v_{sb}}{3L \frac{V_o}{v_{sb} + \frac{V_o}{3}}} = -\frac{2V_o DT_s}{3} \cdot \frac{v_{sa} + 2v_{sb}}{(v_{sa} - v_{sc} - V_o)(v_{sb} + \frac{V_o}{3})} \quad (4-27)$$

4. 阶段 4 ($t_3 < t < t_4$): 断流阶段

在阶段 3 中, a 相和 c 相电流方向相反但大小相等, 同时下降。一旦 a 相或 c 相电流下降为零, 阶段 3 即告结束, 而后进入阶段 4。在阶段 4, 三相整流桥中所有二极管均截止, 开关管 V 和 VD_o 也关断, 输入三相电感电流都为零, 成为断流模式, 阶段 4 的等效电路如图 4-4d 所示。负载与电源脱离, 负载由 C_o 放电电流维持。

三相单开关 PFC 电路开关频率远高于电网频率, 在一个开关周期内, 输入电压瞬时值可近似认为不变。在开关管导通期间, 即在阶段 1 中加在三个 Boost 电感上的电压分别为各相的相电压, 各电感电流线性上升, 在这期间, 各相的电流峰值正比于对应各相相电压瞬时值。但在开关管关断的阶段 2 和阶段 3 中, 加在输入各

电感上的电压由输出电压与相电压瞬时值共同决定，因而电感上的电流平均值与输入电压瞬时值不再满足线性关系，电流也就产生了畸变。根据以上开关周期的分析，可以得出输入相电流的开关周期平均值的表达式。

以 a 相为例，当开关周期处于扇区 II 的 $[\pi/2, 2\pi/3]$ 区间时，一个开关周期的 a 相电流如图 4-3 所示，a 相电流的开关周期平均值为

$$\bar{i}_a = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left(\int_{t_0}^{t_1} i(\tau) d\tau + \int_{t_1}^{t_2} i(\tau) d\tau + \int_{t_2}^{t_3} i(\tau) d\tau \right) \quad (4-28)$$

积分用求面积替代，则有

$$\begin{aligned} \bar{i}_a &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left(\frac{i_{ap} D T_s}{2} + \frac{[i_{ap} + i_a(t_2)] T_2}{2} + \frac{i_a(t_2) T_3}{2} \right) \\ &\approx \frac{1}{T_s} \left(\frac{i_{ap}}{2} (D T_s + T_2 + T_3) \right) \end{aligned} \quad (4-29)$$

将式 (4-8)、式 (4-16)、式 (4-27) 代入式 (4-29)，化简得到

$$\bar{i}_a = \frac{V_o D^2 T_s}{2L} \cdot \frac{V_o v_{sa} + 3v_{sa} v_{sb}}{(V_o - v_{sa} + v_{sc})(V_o + 3v_{sb})} \quad (4-30)$$

将式 (4-7) 代入式 (4-30)，化简得

$$\bar{i}_a = \frac{V_o D^2}{2L f_s} \cdot \frac{M \sin(\omega t) + 3 \sin(\omega t) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{\left[M - \sin(\omega t) + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \left[M + 3 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]} \quad (4-31)$$

式中， M 为输出直流电压和输入交流电压峰值之比，即整流输出电压增益。

$$M = \frac{V_o}{\sqrt{2} V_s} \quad (4-32)$$

同理，可以求得 a 相电流在其他区间内的表达式，考虑到 a 相电流为 1/4 工频周期对称，因此则需写出 $[0, \pi/2]$ 区间 a 相电流的开关周期平均值的表达式。a 相电流的开关周期平均值的表达式如下：

$$\bar{i}_a(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_o D^2}{2L f_s} \frac{\sin \omega t}{M - 3 \sin \omega t} & \left(0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}\right) \\ \frac{V_o D^2}{2L f_s} \frac{M \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{\left[M - 3 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \left[M - \sqrt{3} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right]} & \left(\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{V_o D^2}{2L f_s} \frac{M \sin \omega t + \sqrt{3} \sin\left(2\omega t + \frac{\pi}{3}\right)}{\left[M + 3 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \left[M - \sqrt{3} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right]} & \left(\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (4-33)$$

定义归一化的输入相电流为

$$\bar{i}_a^*(\omega t) = \frac{\bar{i}_a(\omega t)}{\bar{i}_a\left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (4-34)$$

由式(4-33)可见, 输入相电流波形与整流输出电压增益有关。图4-5给出归一化的输入相电流波形与整流输出电压增益的关系。从图可知, 整流输出电压增益 M 越大, 电流波形正弦度越好。原因是: 整流输出电压增益 M 越大, 可以缩短一个开关周期中电流下降模式所占用的时间 T_2 和 T_3 , 削弱输入电流开关周期平均值对输出电压的非线性依赖关系, 从而可以减小电流畸变。图4-6是各次谐波幅值与整流输出电压增益 M 的关系。

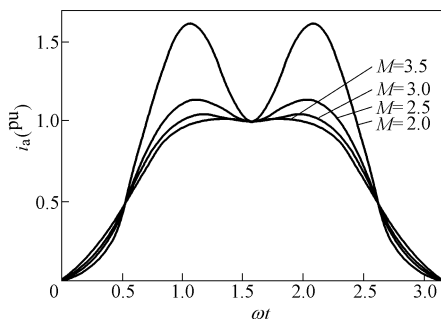


图 4-5 电流波形与整流输出电压增益 M 关系

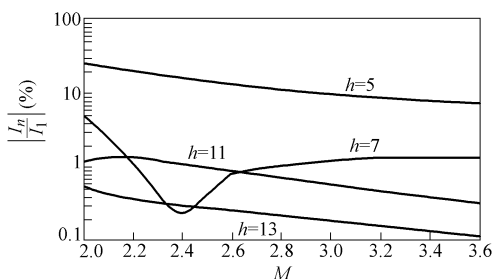


图 4-6 各次谐波幅值与整流输出电压增益 M 的关系

从上面的分析可知, 为了减小网侧输入电流的畸变, 需要提高输出电压, 但提高输出电压将增大电路中开关管的电压应力, 同时使得后级的电力电子变换器的输入电压升高。

三相单开关 Boost 型 PFC 电路的优点是: 仅使用一只开关管, 电路和控制简单; 由于电路工作在 DCM 下, Boost 二极管 VD_o 不存在反向恢复问题, 且开关管在零电流下开通, 开通损耗较小。但是, 三相单开关 Boost 型 PFC 电路工作在 DCM 时存在输入电流 THD 较大的问题, 需要有较大的电源侧 EMI 滤波器。三相单开关 Boost 型 PFC 电路一般应用于输出功率小于 10kW 场合, 并且对输入电流 THD 要求不高的场合。

4.1.2 三相单开关 PFC 电路的控制

三相单开关 PFC 电路的控制如图 4-7 所示。控制环路中, 只有一个电压环, 输出电压与参考电压的误差经过 PI 调节器后的控制信号与三角波比较, 获得 PWM 信号控制开关管 V 的导通或关断。

为了减小输入电流的 THD 值, 可以使用注入谐波的方法来实现开关管的脉宽

微调,从而减小电流 THD 值。谐波注入法主要是通过注入 6 次谐波来抑制输入电流谐波。6 次谐波注入使开关管导通比变为

$$d(t) = D \left[1 + m \sin \left(6\omega t + \frac{3\pi}{2} \right) \right] \quad (4-35)$$

式中, m 为调制比, $0 < m < 1$ 。

由图 4-6 可知,输入电流谐波中 5 次谐波占主导地位,略去 5 次以上谐波时,三相电流可近似为

$$\begin{cases} i_a = I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t + \pi) \\ i_b = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ i_c = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4-36)$$

把式 (4-35) 代入式 (4-33) 中的 D , 并忽略 m^2 和高于 7 次的谐波,化简后可得到

$$\begin{cases} i'_a = I_1 \sin \omega t + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \pi) - mI_1 \sin(7\omega t) \\ i'_b = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + (I_5 - mI_1) \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - mI_1 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i'_c = I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + (I_5 - mI_1) \sin\left(5\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - mI_1 \sin\left(7\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4-37)$$

由此可见,注入 6 次谐波时,可以减小 5 次谐波,但同时也增大了 7 次谐波。谐波注入法的控制框图如图 4-8 所示。

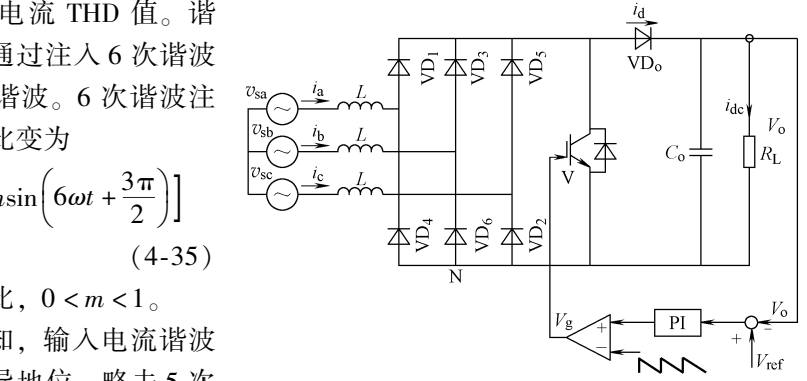


图 4-7 三相单开关 PFC 电路的控制

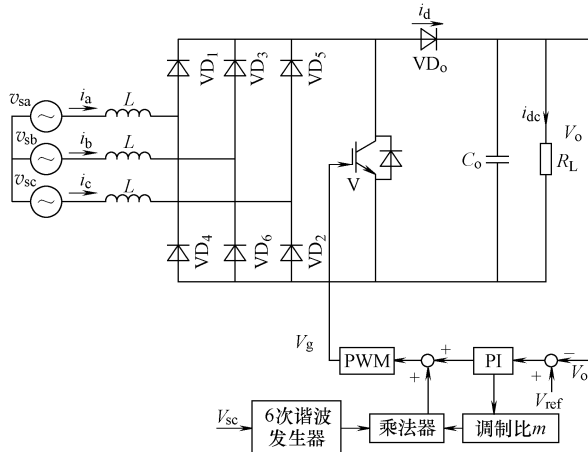


图 4-8 谐波注入法控制框图

4.2 三相六开关 PFC 电路及控制

三相六开关电压型 PWM 整流电路如图 4-9 所示，主电路和三相逆变器时是一样的。达到稳态时，输出直流电压不变，如果三相桥臂开关按照正弦波脉宽调制（SPWM）或者空间矢量调制（SVM），PWM 整流电路交流侧电压是可控三相电压源 v_{ia} 、 v_{ib} 和 v_{ic} ，它和输入三相电网电压共同作用于输入电感。适当控制 PWM 整流电路交流侧的电压 v_{ia} 、 v_{ib} 和 v_{ic} 的幅值和相位，就可以调节从三相电源 v_{sa} 、 v_{sb} 和 v_{sc} 取得的有功功率和无功功率的大小和方向。显然，对于功率因数校正的应用场合，要求无功功率应控制为零，有功功率能够可调，以满足 PWM 整流电路负载的要求，另外直流电压能够稳定调节。

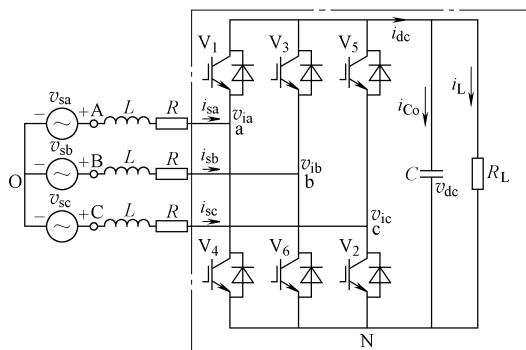


图 4-9 三相电压型 PWM 整流器主电路

为了简化讨论，假设 PWM 整流电路的输入电网电压三相对称，可表示为

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \\ v_{sb}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{sc}(t) = \sqrt{2}V_s \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (4-38)$$

假设所有开关器件为理想器件，交流侧各相电阻、电感参数相同，即 $L_a = L_b = L_c = L$ ， $R_a = R_b = R_c = R$ 。

图 4-10b 为三相电压型 PWM 整流器在 SPWM 控制下的典型工作波形。图中三相调制信号分别为

$$\begin{cases} v_{ma}(t) = \sqrt{2}V_m \sin(\omega t - \delta) \\ v_{mb}(t) = \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t - \delta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{mc}(t) = \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t - \delta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (4-39)$$

上式表明, 各相正弦波调制信号的频率与电网电压的频率相同, 但相位滞后于电网一个角度 δ 。

图 4-10b 所示的载波信号 v_c , 是对称三角波, 其幅值为 V_{cm} , 重复频率为 f_s 。幅度调制比定义为

$$m = \frac{\sqrt{2}V_m}{V_{cm}} \quad (4-40)$$

频率调制比定义为

$$K = \frac{f_s}{f} \quad (4-41)$$

各相开关管驱动脉冲信号由载波信号与调制信号的交点决定, 如图 4-10c 所示。由图可见, 开关管驱动脉冲具有以下特征:

- 1) 各相桥臂上、下开关管的驱动脉冲信号在相位上互补;
- 2) 占空比由幅度调制比 m 决定;
- 3) 任何时刻, 整流桥中总有三个驱动脉冲信号处于高电平, 即桥中有三个开关管处于导通状态。

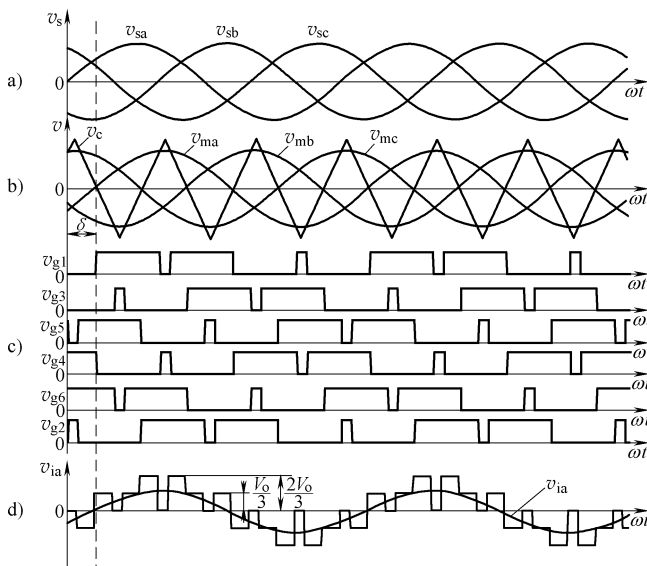


图 4-10 三相电压型 PWM 整流器工作波形

将三相整流桥开关函数定义为

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上管导通, 下管关断} \\ -1 & \text{上管关断, 下管导通} \end{cases} \quad (k = a, b, c) \quad (4-42)$$

可以推得整流器交流侧相电压表达式为

$$v'_{ik} = \left(S_k - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) V_o \quad (4-43)$$

根据上式和图 4-10c 可计算三相桥交流侧 a 相电压 $v'_{ia}(t)$ 波形, 如图 4-10d 所示。图中, $v_{ia}(t)$ 为三相桥交流侧 a 相电压基波分量, 它对应调制信号 v_{ma} , 可以表示为

$$v_{ia}(t) = \sqrt{2}V_i \sin(\omega t - \delta) \quad (4-44)$$

通过对 PWM 整流电路中开关的 SPWM 或者 SVM 控制, PWM 整流电路交流侧电压的基波幅值和相位可调, 如果忽略谐波成分, 可以表示为

$$\begin{cases} v_{ia}(t) = \sqrt{2}V_i \sin(\omega t - \delta) \\ v_{ib}(t) = \sqrt{2}V_i \sin(\omega t - \delta - 2\pi/3) \\ v_{ic}(t) = \sqrt{2}V_i \sin(\omega t - \delta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4-45)$$

式中, δ 是 PWM 整流电路交流侧电压的基波滞后于网侧输入电压的角度。

用三相电压源 v_{ia} 、 v_{ib} 和 v_{ic} 代替图 4-9 中的点画线框的部分, 可得到三相 PWM 整流器的交流基波等效电路, 如图 4-11 所示。

由于图 4-11 所示的等效电路三相对称, 这样三相交流电流也对称, 三相交流电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{sa}(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi) \\ i_{sb}(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_{sc}(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4-46)$$

式 (4-46) 中, 基波功率因数角 φ 是整流器输入电流滞后于网侧输入电压的角度。对于 PWM 整流电路, 希望 $\varphi = 0$ 。以整流器 a 相为例, 如果忽略电阻 R , 则整流器 a 相电压与电流相量关系如图 4-12 所示, a 相电网侧输入电压相量 $\dot{V}_{sa}$ 、电网侧输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 和整流器交流侧基波电压相量 $\dot{V}_{ia}$ 的相量关系为

$$\dot{V}_{sa} = \dot{V}_{ia} + jX\dot{I}_{sa} \quad (4-47)$$

式中, $X = \omega L$ 。图 4-12a 所示为基波功率因数角 $\varphi > 0^\circ$ 时, 三相 PWM 整流器交流基波等效电路的相量图。图 4-12b 所示为基波功率因数角 $\varphi = 0^\circ$ 时三相 PWM 整流器交流基波等效电路的相量图。

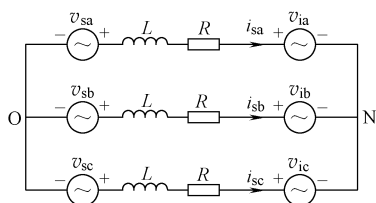


图 4-11 三相 PWM 整流器交流基波等效电路

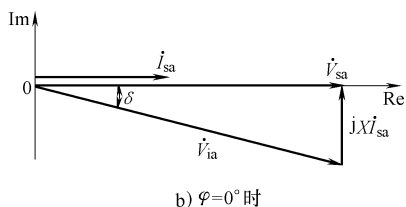
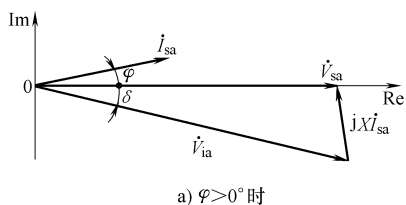


图 4-12 三相 PWM 整流器交流基波等效电路的相量图

输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 为

$$\begin{aligned}\dot{I}_{sa} &= \frac{\dot{V}_{sa} - \dot{V}_{ia}}{jX} = \frac{\sqrt{2}V_s - \sqrt{2}V_i e^{-j\delta}}{jX} = \frac{\sqrt{2}V_s - \sqrt{2}V_i(\cos\delta - j\sin\delta)}{jX} \\ &= \frac{\sqrt{2}V_i \sin\delta - j\sqrt{2}(V_s - V_i \cos\delta)}{X}\end{aligned}\quad (4-48)$$

输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 的有功分量为

$$\dot{I}_P = \frac{\sqrt{2}V_i \sin\delta}{X}\quad (4-49)$$

输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 的无功分量为

$$\dot{I}_Q = \frac{\sqrt{2}(V_s - V_i \cos\delta)}{X}\quad (4-50)$$

在对称系统中, 电网流入 PWM 整流器有功功率和无功功率分别为

$$\begin{cases} P = 3V_s V_i \sin\delta / X \\ Q = 3V_s \frac{V_s - V_i \cos\delta}{X} \end{cases}\quad (4-51)$$

由于 PWM 整流器的基波输入功率因数角 δ 一般较小, 即 $\delta \ll \pi/2$, 因此式 (4-51) 可以近似为

$$\begin{cases} P = 3V_s V_{ia} \delta / X \\ Q = 3V_s I_s \sin\varphi = 3V_s \frac{V_s - V_i}{X} \end{cases}\quad (4-52)$$

有功功率与基波输入功率因数角 δ 成正比, 即输入功率随着基波输入功率因数角 δ 的增加而增加; 当基波输入功率因数角 δ 为正时, PWM 整流器从电网吸收功率; 当基波输入功率因数角 δ 为负时, PWM 整流器向电网发出功率。无功功率与电源电压与 PWM 整流器交流侧基波电压有效值之差值 $V_s - V_i$ 成正比。当 $V_s - V_i$ 为正时, PWM 整流器从电网吸收感性无功功率; 当 $V_s - V_i$ 为负时, PWM 整流器从电网吸收容性无功功率。如果电源电压一定, 随着 PWM 整流器交流侧基波电压有效值增加, 输入无功功率减少。

为了实现功率因数校正, 因此希望无功功率 $Q = 0$, 使基波功率因数角 $\varphi = 0$, 如图 4-12b 所示。通过控制基波输入功率因数角 δ , 调节输入有功功率的大小。

4.3 其他三相 PFC 电路

4.3.1 三相双开关 PFC 电路

图 4-13 所示的电路中, 由 Y 联结的三个电容构成电源的中点, 并连接至输出

直流的中点，该电路实际上由两个 Boost 型变换电路在输出端串联组成。该电路通过开关 V_1 和 V_2 分别控制正向电压最大相和负向电压绝对值最大相的输入电流，以实现功率因数校正的目的。为了保证输出直流的中点，设计了中点电压平衡控制电路，PI 调节器用于输出中点电压平衡控制，以保证电压 V_{C1} 和 V_{C2} 相等。另外有两个级联式双环调节环路，分别用于上 Boost 型变换电路和下 Boost 型变换电路的控制。电路的优点：开关管数量较少；开关管所承受的电压只有输出电压的一半

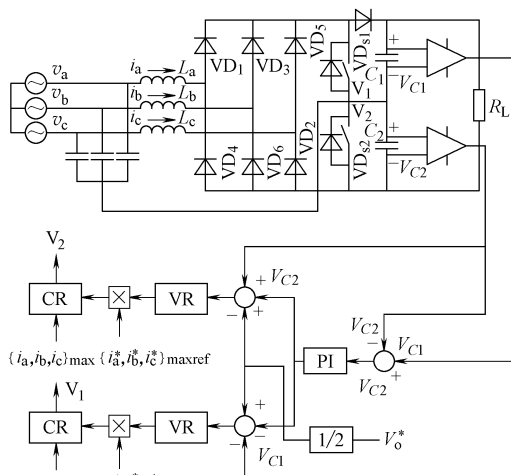


图 4-13 三相双开关三电平 PFC 电路及控制框图

，这就可以选择耐压低而开关速度快的开关管，如 MOSFET。这样有利于减小开关损耗，提高开关频率，减少输入滤波电感体积。电路工作在 CCM 下，与单开关三相 PFC 电路比较，前端的 EMI 滤波器较小。该电路的缺点：输入功率因数低，输入电流的 THD 较大。

4.3.2 三相三开关三电平 PFC 电路

三相三开关三电平 PFC 电路如图 4-14 所示，其中开关管 V_1 、 V_2 、 V_3 是双向开关。由于电路的对称性，可以认为电容中点电位 V_M 与电网中点的电位近似相同，通过开关管 V_1 、 V_2 、 V_3 可分别控制对应交流输入电感的电流。开关管导通时，对应输入相电流绝对值增大。开关管关断时对应相桥臂上臂二极管或下臂二极管导通（电流为正时，上臂二极管导通；电流为负时，下臂二极管导通），在输出电压的作用下，对应相电感中的电流减小。该电路的输入相电流的控制可以采用空间矢量调制（SVM）法。

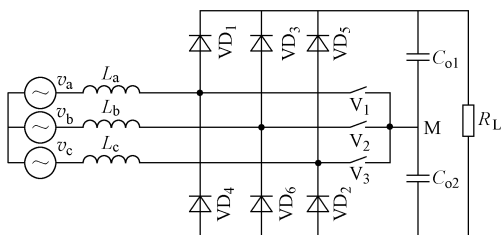


图 4-14 三相三开关三电平 PFC 电路

图 4-14 中双向开关用一只 MOSFET 和四只整流二极管组成的整流桥相连接构成，就形成了维也纳整流器，如图 4-15 所示。这种电路的优点是开关管所承受的电压只有输出电压的一半，因此可采用 MOSFET。此外输入电流 THD 小，电路的功率变换效率高。缺点是需要使用的器件数量多。

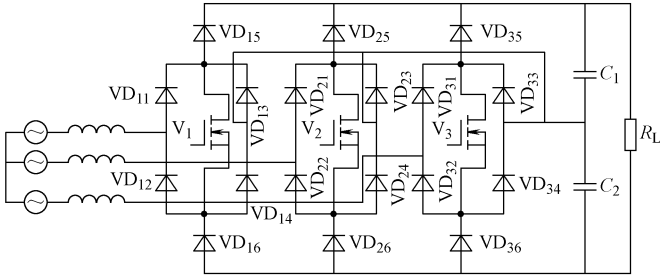


图 4-15 维也纳整流电路

4.3.3 电流型三相 PFC 电路

电流型三相 PFC 电路利用电感 L_{dc} 作为储能元件，如图 4-16 所示。电流型三相 PFC 电路具有 Buck 型变换器的结构，因此其输出直流电压总是低于输入线电压的幅值。交流侧通常安装吸收电容，吸收电容吸收开关管换流过程中的在交流侧电感中的能量，抑制开关管上的电压过冲。直流侧的储能元件为一个大电感，使直流侧呈现电流源的特性。要求三相桥中的开关器件具有反向阻断能力，如果开关管没有反向阻断能力，如 MOSFET、IGBT，需要通过外部串联二极管构成。

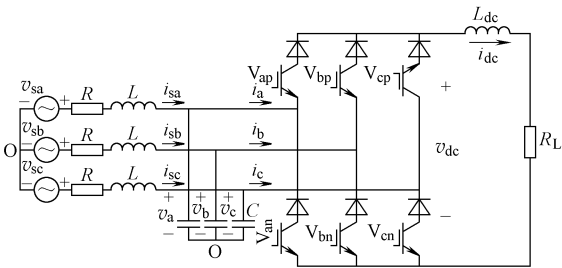


图 4-16 电流型三相 PFC 电路

电流型三相 PFC 电路的优点是可以实现较低的电压输出，并且由于输出电感的存在，没有桥臂直通的问题，电路的过电流保护方便。缺点是输入相电流不连续，输入 EMI 滤波器较大。输出滤波电感的体积、重量和损耗都较大。另外，如果所用的开关管没有反向阻断能力，通过外串二极管，增加了通态损耗。

4.4 本章小结

三相 PFC 电路主要面向 10kW 到数百千瓦，甚至数兆瓦的应用场合。根据电路中所用功率开关管的数量，可以分为单开关、2 开关、3 开关、6 开关 PFC 电路。

电路的性能也随着开关管的数量的增加也变得更加理想。在三相 PFC 电路中, 由于维也纳 PFC 电路和 6 开关 PFC 电路具有较理想的功率因数校正特性, 而获得广泛的应用。

参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] Jiang Y, Mao H, Lee F C, et al. Simple high performance three-phase boost rectifiers [C]. Proc. of PESC'94: 1158-1163.
- [3] Mao H, Borojevic D, Ambatipudi R, et al. Analysis and design of high frequency three-phase boost rectifier [C]. Proc. of APEC'96: 538-544.
- [4] Mao H, Lee F C, Borojevic D, et al. Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44 (4): 437-446.
- [5] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-to-DC voltage source converter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12 (1): 116-122.
- [6] Marian P Kazmierkowski, Luigi Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a Survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1994, 45 (5): 691-703.
- [7] Chern-Lin Chen, Che-Ming Lee, Rong-Jie Tu, et al. A novel simplified space-vector-modulated control scheme for three-phase switch-mode rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46 (3): 512-516.
- [8] Yazdani D, Bakhshai A. R., Norouzzadeh H., et al. Introducing a novel space vector classification technique for performance improvement of a three-phase PFC converters [C]. Proc. of PESC'03: 582-585
- [9] 杨成林, 陈敏, 徐德鸿. 三相功率因数校正 (PFC) 技术的综述 [J]. 电源技术应用, 2002 (8): 50-55.
- [10] Qihong Huang, Fred C Lee. Harmonic Reduction in A Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier With High Order Harmonic Injected PWM [C]. Proc. of PESC'96: 1266-1271.
- [11] Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic. A New Input-Voltage Feedforward Harmonic-Injection Technique With Nonlinear Gain Control For Single-Switch, Three-Phase, DCM Boost Rectifiers [C]. Proc. of PESC'99: 882-884.
- [12] Simonetti D S L, Sebastian J, Uceda J. Single-Switch Three-Phase Power Factor Preregulator Under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current [C]. Proc. of PESC'93: 657-662.
- [13] Peter M Barbosa, Francisco Canales, Fred C Lee. Design Aspects of Paralleled Three-Phase DCM Boost Rectifiers [C]. Proc. of PESC'99: 331-336.
- [14] Huang-Jen Chiu, Tai-Hung Wang, Li-Wei Lin, et al. Current Imbalance Elimination for a Three-Phase Three-Switch PFC Converter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23 (2): 1020-1022.
- [15] M. Tognolini, A. -Ch. Rufer, A DSP based Control for a Symmetrical Three-Phase Two -Switch

- PFC-Power Supply for Variable Output Voltage [C]. Proc. of PESC'96; 1588-1594.
- [16] Jaehong Hahn, Prasad N. Enjeti, Ira J Pitel. A new Three-Phase Power-Factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single-Phase PFC Modules [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38 (1): 123-129.
 - [17] Johann WLQKAR, Hans Ertl, Franz C Zach. A Novel Three-Phase Single-Switch Discontinuous-Mode AC-DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated Output [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1994, 9 (3): 160-172.
 - [18] Yiming Jiang, Hengchun Mao, U. S, PATENT DOCUMENTS 5, 886, 891 [P]. March, 1999.
 - [19] Zhang J M, Ren Y C, David M. Xu, et al. Three-Phase Partly-Decoupled CCM PFC Converter Controlled by DSP [C]. Proc. of APEC'01; 577-581.
 - [20] Xu D M, Yang C, Kong J H, et al. Quasi Soft-Switching Partly Decoupled Three-Phase PFC With Approximate Unity Power Factor [C]. Proc. of APEC'94; 953-957.
 - [21] Peter Barbosa, Francisco Canales, Lee F C. Analysis and Evaluation of the Two-Switch Three-Level Boost Rectifier [C]. Proc. of PESC'01. ; 1659-1664.
 - [22] Ewaldo L. M. Mehl, Ivo Barbi. Design Oriented Analysis of A Hign Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier [C]. Proc. of PESC'96; 165-170.
 - [23] Chongming Qiao, Keyue M Smedley. A General Three-Phase PFC Controller Part I. For Rectifiers with a Parallel-Connected Dual Boost Topology [C]. Proc. of IAS'99; 2504 -2511.
 - [24] Chongming Qiao, Keyue M. Smedley. A General Three-Phase PFC Controller Part II. For Rectifiers with a Parallel-Connected Dual Boost Topology [C]. Proc. of IAS'99; 2512-2519.
 - [25] Johann W Kolar, Franz C Zach. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules [C]. Proc. of INTELEC'94; 367 -374.
 - [26] Singh B. N, Geza Joos, Praveen Jain. Interleaved 3-Phase AC/DC Converters Based on a 4 Switch Topology [C]. Proc. of PESC'00; 1000-1011.

第5章 三相六开关电压型 PWM 整流器的控制

PWM 整流器由于其具有对电网污染小的特点，在工业界得到越来越广泛的应用。在中大功率场合，三相六开关桥式电路是一种较合适的 PWM 整流器拓扑，该电路为电压型升压变换器，每一桥臂都有两个全控型开关管，控制自由度较高，具有网侧电流单位功率因数、电流 THD 较小和变换器能量双向流动的特点。本章详细论述了三相三线和三相四线六开关电压型 PWM 整流器的数学模型和控制方法，同时对三相交流系统的锁相技术以及电网不平衡条件下三相 PWM 整流器控制进行了分析。

5.1 三相三线 PWM 整流器原理分析

5.1.1 三相三线 PWM 整流器的工作原理

三相三线 PWM 整流器电路如图 5-1 所示。图 5-1 中， $V_1 \sim V_6$ 为主开关管，三相电网电压和网侧输入电流瞬时值分别表示为 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 和 i_a 、 i_b 、 i_c ，O 点为交流电压参考点； L 和 R 表示滤波电感及其寄生电阻和线路电阻值， C 表示整流器输出直流滤波电容， i_{dc} 和 i_L 分别表示开关侧直流母线电流和负载侧直流母线电流， v_{dc} 表示直流母线电压，N 点表示直流母线参考点， R_L 表示整流器输出负载。设开关管是理想开关器件，可以列出三相三线 PWM 整流器的基本方程为

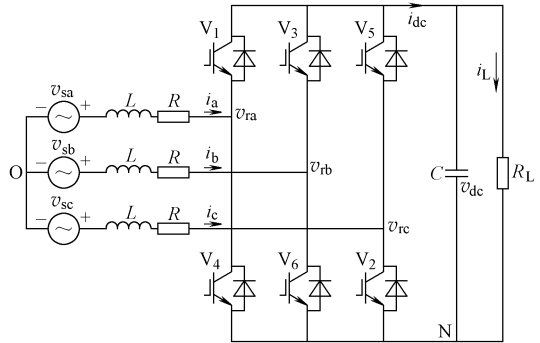


图 5-1 三相三线 PWM 整流器电路原理图

$$\begin{cases} v_{sa} - L \frac{di_a}{dt} - i_a R - S_a^* v_{dc} = v_{NO} \\ v_{sb} - L \frac{di_b}{dt} - i_b R - S_b^* v_{dc} = v_{NO} \\ v_{sc} - L \frac{di_c}{dt} - i_c R - S_c^* v_{dc} = v_{NO} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L = S_a^* i_a + S_b^* i_b + S_c^* i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (5-1)$$

式中, S_a^* 、 S_b^* 、 S_c^* 分别为三相三线 PWM 整流器桥臂侧开关函数, $S_{x(x=a,b,c)}^* = 1$ 代表对应的桥臂上管导通、下管关断, $S_{x(x=a,b,c)}^* = 0$ 代表对应的桥臂下管导通、上管关断; i_{dc} 为整流器的直流侧输出电流; i_L 为整流器的直流侧负载电流; v_{dc} 为整流器的输出直流电压。为了得到整流器电感电流状态方程, 对式 (5-1) 中前三式相加, 得

$$\begin{aligned} & \left(v_{sa} - L \frac{di_a}{dt} - i_a R - S_a^* v_{dc} \right) + \left(v_{sb} - L \frac{di_b}{dt} - i_b R - S_b^* v_{dc} \right) + \\ & \left(v_{sc} - L \frac{di_c}{dt} - i_c R - S_c^* v_{dc} \right) = 3v_{NO} \end{aligned} \quad (5-2)$$

整理上式得到:

$$v_{NO} = \frac{(v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) - (S_a^* + S_b^* + S_c^*)v_{dc}}{3} - \frac{L \left(\frac{di_a}{dt} + L \frac{di_b}{dt} + L \frac{di_c}{dt} \right) + (i_a + i_b + i_c)R}{3} \quad (5-3)$$

由于在三相三线 PWM 整流器中, 三相网侧输入电流瞬时值之和等于零, 即

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5-4)$$

结合式 (5-3) 和式 (5-4) 可以得到

$$v_{NO} = \frac{(v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) - (S_a^* + S_b^* + S_c^*)v_{dc}}{3} \quad (5-5)$$

把式 (5-5) 代入式 (5-1) 并写成矩阵形式, 可以得到三相三线 PWM 整流器状态方程如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\left(S_a^* - \frac{(S_a^* + S_b^* + S_c^*)}{3} \right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\left(S_b^* - \frac{(S_a^* + S_b^* + S_c^*)}{3} \right) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\left(S_c^* - \frac{(S_a^* + S_b^* + S_c^*)}{3} \right) \\ \frac{S_a^*}{C} & \frac{S_b^*}{C} & \frac{S_c^*}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{dc} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

为简化模型，忽略开关频率及其边频带、开关频率谐波及其边频谐波，引入开关周期平均算子

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (5-7)$$

式中， T_s 为开关周期。对电压电流进行开关周期平均运算，可以保留原信号低频成分，而滤除开关频率分量、开关频率谐波分量及其边频分量。将开关周期平均算子概念引入三相三线 PWM 整流器状态方程，可以得到三相三线 PWM 整流器平均状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\left(\langle S_a^* \rangle_{T_s} - \frac{(\langle S_a^* \rangle_{T_s} + \langle S_b^* \rangle_{T_s} + \langle S_c^* \rangle_{T_s})}{3} \right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\left(\langle S_b^* \rangle_{T_s} - \frac{(\langle S_a^* \rangle_{T_s} + \langle S_b^* \rangle_{T_s} + \langle S_c^* \rangle_{T_s})}{3} \right) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\left(\langle S_c^* \rangle_{T_s} - \frac{(\langle S_a^* \rangle_{T_s} + \langle S_b^* \rangle_{T_s} + \langle S_c^* \rangle_{T_s})}{3} \right) \\ \frac{\langle S_a^* \rangle_{T_s}}{C} & \frac{\langle S_b^* \rangle_{T_s}}{C} & \frac{\langle S_c^* \rangle_{T_s}}{C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

定义整流器三相桥臂开关占空比为

$$\begin{cases} d_a = \langle S_a^*(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_a^*(\tau) d\tau \\ d_b = \langle S_b^*(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_b^*(\tau) d\tau \\ d_c = \langle S_c^*(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_c^*(\tau) d\tau \end{cases} \quad (5-9)$$

将占空比的表达式 (5-9) 代入式 (5-8), 可以得到

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\left(d_a - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3}\right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\left(d_b - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3}\right) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\left(d_c - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3}\right) \\ \frac{d_a}{C} & \frac{d_b}{C} & \frac{d_c}{C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-10)
\end{aligned}$$

假设只考虑三相电网电压基波分量, 则电网电压可表示为

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = \sqrt{2}V_{sa}\sin(\omega t + \varphi_a) \\ v_{sb}(t) = \sqrt{2}V_{sb}\sin(\omega t - 120^\circ + \varphi_b) \\ v_{sc}(t) = \sqrt{2}V_{sc}\sin(\omega t + 120^\circ + \varphi_c) \end{cases} \quad (5-12)$$

式中, $\omega = 2\pi f$ (f 表示电网电压频率); $V_{sx}(x=a,b,c)$ 表示相电压有效值, 如图 5-3a 所示。当三相电压的有效值 $V_{sa} \neq V_{sb} \neq V_{sc}$ 或者相移 $\varphi_a \neq \varphi_b \neq \varphi_c$ 时, 为不对称电网电压, 根据电路基本理论, 三相不对称交流电网电压基波分量可以分解为对称的基波正序电压分量、基波负序电压分量和基波零序电压分量, 如下式所示:

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = v_{sa}^p(t) + v_{sa}^n(t) + v_{sa}^0(t) \\ v_{sb}(t) = v_{sb}^p(t) + v_{sb}^n(t) + v_{sb}^0(t) \\ v_{sc}(t) = v_{sc}^p(t) + v_{sc}^n(t) + v_{sc}^0(t) \end{cases} \quad (5-13)$$

$$\begin{cases} v_{sa}^p(t) = K_p V_s \cos(\omega t + \varphi_p) \\ v_{sb}^p(t) = K_p V_s \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_p\right) \\ v_{sc}^p(t) = K_p V_s \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_p\right) \end{cases} \quad (5-14)$$

$$\begin{cases} v_{sa}^n(t) = K_n V_s \cos(\omega t + \varphi_n) \\ v_{sb}^n(t) = K_n V_s \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_n\right) \\ v_{sc}^n(t) = K_n V_s \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_n\right) \end{cases} \quad (5-15)$$

$$\begin{cases} v_{sa}^0(t) = K_0 V_s \cos(\omega t + \varphi_0) \\ v_{sb}^0(t) = K_0 V_s \cos(\omega t + \varphi_0) \\ v_{sc}^0(t) = K_0 V_s \cos(\omega t + \varphi_0) \end{cases} \quad (5-16)$$

式 (5-13) 中, 三相电网电压中的对称正序电压分量、负序电压分量和零序电压分量分别表示为式 (5-14)、式 (5-15) 和式 (5-16)。对于三相正序电压, 其相序表示为 a 相超前 b 相, b 相超前 c 相, 如图 5-3b 所示; 对于三相负序电压, 其相序表示为 a 相滞后 b 相, b 相滞后 c 相, 如图 5-3c 所示; 对于三相零序电压, 其 a、b、c 三相电压分量同相序, 如图 5-3d 所示。

把整流器三相桥臂开关占空比也相应地分解为对称的正序分量、负序分量和零序分量, 如下式所示:

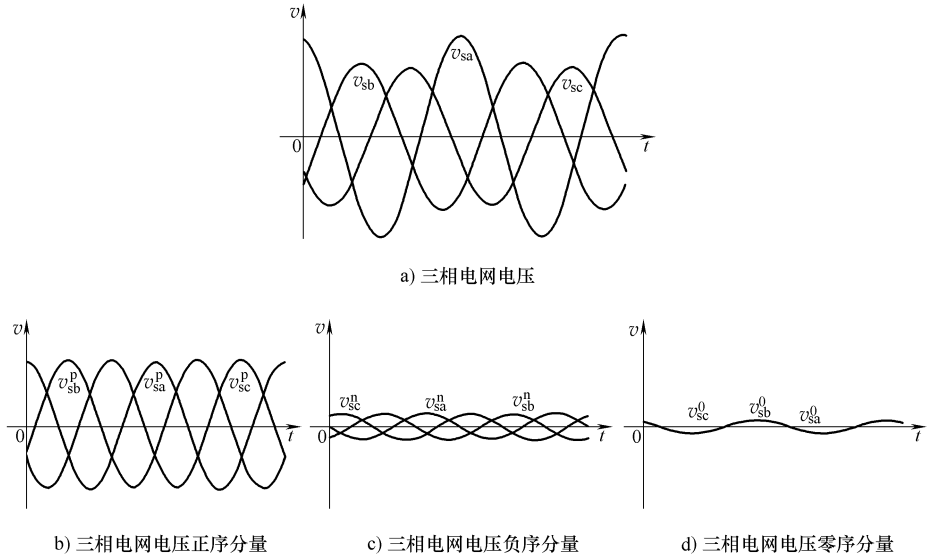


图 5-3 三相电网电压及其正序、负序、零序分量

$$\begin{cases} d_a = d_a^p + d_a^n + d_a^0 \\ d_b = d_b^p + d_b^n + d_b^0 \\ d_c = d_c^p + d_c^n + d_c^0 \\ d^0 = d_a^0 + d_b^0 + d_c^0 \end{cases} \quad (5-17)$$

把式 (5-13) 和式 (5-17) 代入式 (5-10)，可以得到

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-(d_a^p + d_a^n)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-(d_b^p + d_b^n)}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-(d_c^p + d_c^n)}{L} \\ \frac{d_a}{C} & \frac{d_b}{C} & \frac{d_c}{C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}^p + v_{sa}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb}^p + v_{sb}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc}^p + v_{sc}^n \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-18)$$

根据式 (5-18) 可知, 在三相三线 PWM 整流器中, 只有电网电压正序分量和负序分量可以对网侧电感电流产生影响, 电网电压零序分量不会影响电感电流, 整流器三相桥臂开关占空比零序分量同样不会影响电感电流。从式 (5-18) 得到三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路, 如图 5-4 所示。

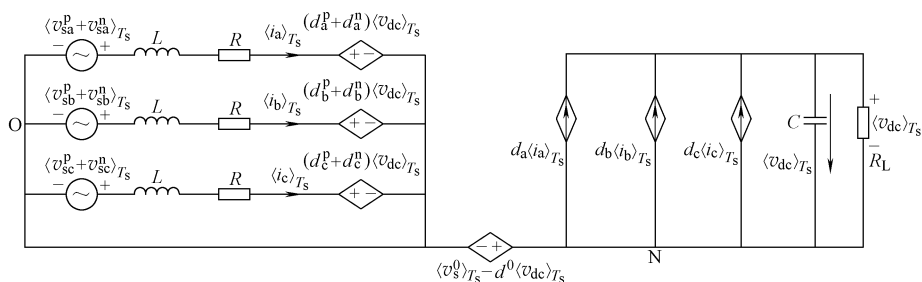


图 5-4 考虑电网电压不对称时 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路

为了分析方便, 在图 5-4 所示的三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型等效电路中, 构造了电网电压虚拟参考点 O, 虚拟参考点 O 与 PWM 整流器电网电压实际参考点存在电网电压零序分量电压差。

$$\frac{\langle v_{sa} \rangle_{T_s} + \langle v_{sb} \rangle_{T_s} + \langle v_{sc} \rangle_{T_s}}{3} = \langle v_s^0 \rangle_{T_s} \quad (5-19)$$

图 5-4 中, 电网电压虚拟参考点 O 与整流器直流侧参考电位 N 电压差 v_{NO} 表示为

$$v_{NO} = \frac{\langle v_{sa} \rangle_{T_s} + \langle v_{sb} \rangle_{T_s} + \langle v_{sc} \rangle_{T_s}}{3} - \frac{d_a + d_b + d_c}{3} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} = \langle v_s^0 \rangle_{T_s} - d^0 \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \quad (5-20)$$

如果采用双极性 PWM 控制方法对三相三线六开关整流器进行调制, 整流器三相桥臂占空比表示为

$$\begin{cases} d_a(t) = \langle m_a(t) \rangle_{T_s} / \langle v_{dc} \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \\ d_b(t) = \langle m_b(t) \rangle_{T_s} / \langle v_{dc} \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \\ d_c(t) = \langle m_c(t) \rangle_{T_s} / \langle v_{dc} \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (5-21)$$

式中, $\langle m_a(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle m_b(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle m_c(t) \rangle_{T_s}$ 为一个开关周期中整流器各相开关调制波电压平均值, 调制波形如图 5-5 所示。

在三相电网电压不平衡的条件下, 三相调制波形也相应包含交流正序分量、负序分量和零序分量, 如下式所示:

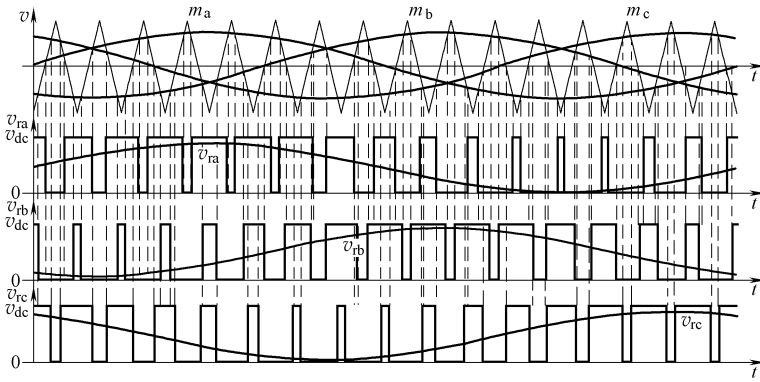


图 5-5 三相桥式电路 PWM 脉宽调制原理

$$\begin{cases} m_a(t) = m_a^p(t) + m_a^n(t) + m_a^0(t) \\ m_b(t) = m_b^p(t) + m_b^n(t) + m_b^0(t) \\ m_c(t) = m_c^p(t) + m_c^n(t) + m_c^0(t) \end{cases} \quad (5-22)$$

$$\begin{cases} m_a^p(t) = \frac{1}{2} m_p v_{dc} \cos(\omega t + \delta_p) \\ m_b^p(t) = \frac{1}{2} m_p v_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \delta_p\right) \\ m_c^p(t) = \frac{1}{2} m_p v_{dc} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \delta_p\right) \end{cases} \quad (5-23)$$

$$\begin{cases} m_a^n(t) = \frac{1}{2} m_n v_{dc} \cos(\omega t + \delta_n) \\ m_b^n(t) = \frac{1}{2} m_n v_{dc} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \delta_n\right) \\ m_c^n(t) = \frac{1}{2} m_n v_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \delta_n\right) \end{cases} \quad (5-24)$$

$$\begin{cases} m_a^0(t) = \frac{1}{2} m_0 v_{dc} \cos(\omega t + \delta_0) \\ m_b^0(t) = \frac{1}{2} m_0 v_{dc} \cos(\omega t + \delta_0) \\ m_c^0(t) = \frac{1}{2} m_0 v_{dc} \cos(\omega t + \delta_0) \end{cases} \quad (5-25)$$

式中, m_p 、 m_n 、 m_0 为正序、负序和零序调制比, 表示整流器开关侧电压调制波峰值与直流母线电压比值; δ_p 为整流器开关侧电压调制波正序分量滞后于网侧输入电压正序分量的角度; δ_n 为整流器开关侧电压调制波负序分量滞后于网侧输入电压负序分量的角度; δ_0 为整流器开关侧电压调制波零序分量滞后于网侧输入电

压零序分量的角度。根据 PWM 控制基本原理,可以得到整流器各相开关侧电压相对直流侧参考电位 N 点的电压表示为

$$\begin{cases} \langle v_{ra}(t) \rangle_{T_s} = d_a(t) \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rb}(t) \rangle_{T_s} = d_b(t) \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rc}(t) \rangle_{T_s} = d_c(t) \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5-26)$$

式中, $\langle v_{ra}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle v_{rb}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle v_{rc}(t) \rangle_{T_s}$ 为一个开关周期中整流器各相桥臂开关侧相对直流侧参考电位 N 点的电压平均值,由于整流器直流侧电容很大,认为 $\langle v_{dc} \rangle_{T_s}$ 在一个开关周期中近似不变,则在一个开关周期中 $\langle v_{ra}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle v_{rb}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $\langle v_{rc}(t) \rangle_{T_s}$ 与占空比有一一对应关系,结合式 (5-23) ~ 式 (5-26) 可以得到

$$\begin{cases} \langle v_{ra} \rangle_{T_s} = \langle v_{ra}^p(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{ra}^n(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{ra}^0(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rb} \rangle_{T_s} = \langle v_{rb}^p(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{rb}^n(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{rb}^0(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rc} \rangle_{T_s} = \langle v_{rc}^p(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{rc}^n(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{rc}^0(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{2} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5-27)$$

$$\begin{cases} \langle v_{ra}^p(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_p \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos(\omega t + \delta_p) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rb}^p(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_p \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \delta_p\right) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rc}^p(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_p \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \delta_p\right) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5-28)$$

$$\begin{cases} \langle v_{ra}^n(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_n \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos(\omega t + \delta_n) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rb}^n(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_n \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \delta_n\right) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rc}^n(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_n \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \delta_n\right) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5-29)$$

$$\begin{cases} \langle v_{ra}^0(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_0 \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos(\omega t + \delta_0) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rb}^0(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_0 \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos(\omega t + \delta_0) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{rc}^0(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} m_0 \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \langle \cos(\omega t + \delta_0) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5-30)$$

把式 (5-28) ~ 式 (5-30) 代入式 (5-18), 得到

$$\begin{cases} L \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} = -R\langle i_a \rangle_{T_s} + \langle v_{sa}^p + v_{sa}^n \rangle_{T_s} - \langle v_{ra}^p + v_{ra}^n \rangle_{T_s} \\ L \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} = -R\langle i_b \rangle_{T_s} + \langle v_{sb}^p + v_{sb}^n \rangle_{T_s} - \langle v_{rb}^p + v_{rb}^n \rangle_{T_s} \\ L \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} = -R\langle i_c \rangle_{T_s} + \langle v_{sc}^p + v_{sc}^n \rangle_{T_s} - \langle v_{rc}^p + v_{rc}^n \rangle_{T_s} \\ C \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle v_{ra}^p + v_{ra}^n \rangle_{T_s} \langle i_a \rangle_{T_s}}{\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} + \frac{\langle v_{rb}^p + v_{rb}^n \rangle_{T_s} \langle i_b \rangle_{T_s}}{\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} + \frac{\langle v_{rc}^p + v_{rc}^n \rangle_{T_s} \langle i_c \rangle_{T_s}}{\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} - \frac{\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{R_L} \end{cases} \quad (5-31)$$

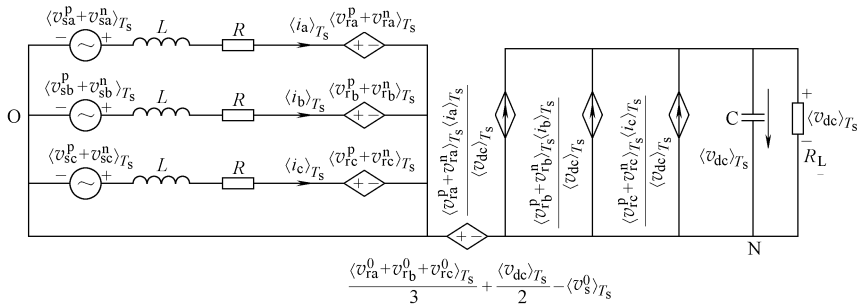


图 5-6 三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路 3

根据式 (5-31) 可以得到三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路, 如图 5-6 所示。图中, 整流器 PWM 的调制波正序和负序电压分量也以电网电压虚拟参考点 O 为参考点, 电网电压虚拟参考点 O 与整流器直流侧参考电位 N 电压差 v_{NO} 表示为

$$v_{NO} = \frac{\langle v_{ra}^0 + v_{rb}^0 + v_{rc}^0 \rangle_{T_s}}{3} + \frac{\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{2} - \langle v_s^0 \rangle_{T_s} \quad (5-32)$$

由于式 (5-31) 表示的基于平均算子的状态空间模型适用于整个工频周期, 因此如果只讨论工频情况, 可以得到

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + v_{sa}^p + v_{sa}^n - v_{ra}^p - v_{ra}^n \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + v_{sb}^p + v_{sb}^n - v_{rb}^p - v_{rb}^n \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + v_{sc}^p + v_{sc}^n - v_{rc}^p - v_{rc}^n \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{(v_{ra}^p + v_{ra}^n)i_a + (v_{rb}^p + v_{rb}^n)i_b + (v_{rc}^p + v_{rc}^n)i_c}{v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (5-33)$$

根据式 (5-33) 得到的三相三线 PWM 整流器的工频等效电路如图 5-7 所示。

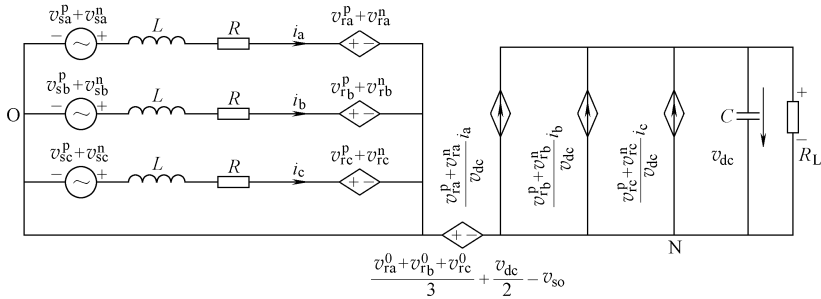


图 5-7 三相三线 PWM 整流器的工频模型

根据式 (5-33) 和图 5-7 可以得到, 三相三线 PWM 整流器交流侧已经被分解为三个完全解耦的单相交流电路, 电网电压零序分量和整流器调制电压零序分量都不会影响整流器交流电流, 只会影响整流器交流侧虚拟参考点和直流电压参考地之间电位差。

为了简化讨论, 假设整流器电网电压对称, 即电网电压不存在负序分量和零序分量, 同时整流器各相无源元件和开关管间参数一致性良好。设定整流器输入电流为

$$\begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_c(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t - \varphi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (5-34)$$

式中, φ 是整流器输入电流滞后于网侧输入电压的角度。以整流器 a 相为例, 电压、电流相量关系如图 5-8 所示。图 5-8 中横轴为实轴, 纵轴为虚轴, A 相电网侧输入电压相量 $\dot{V}_{sa}$ 、电网侧输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 和整流器开关侧电压相量 $\dot{V}_{ra}$ 的相量关系为

$$\dot{V}_{sa} = \dot{V}_{ra} + R\dot{I}_{sa} + j\dot{I}_{sa}\omega L \quad (5-35)$$

式中, ωL 为输入电感感抗, $X = \omega L$; R 为电感寄生电阻。

如果忽略 PWM 整流器滤波电感寄生电阻 R , 则整流器 a 相电压、电流的相量

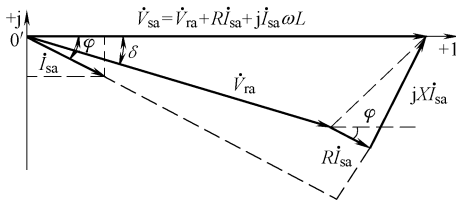


图 5-8 考虑电感寄生电阻的电压电流等效相量图

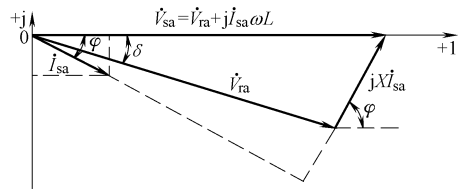


图 5-9 忽略电感寄生电阻的电压、电流等效相量图

关系如图 5-9 所示。a 相电网侧输入电压相量 $\dot{V}_{sa}$ 、电网侧输入电流相量 $\dot{I}_{sa}$ 和整流器开关侧基波电压相量 $\dot{V}_{ra}$ 的相量关系为

$$\dot{V}_{sa} = \dot{V}_{ra} + j\dot{I}_{sa}\omega L \quad (5-36)$$

从电网流入整流器 a 相的复功率的定义是电网电压相量与整流器电感电流共轭相量的乘积，即

$$\dot{S} = P + jQ = \dot{V}_s \dot{I}_s^* \quad (5-37)$$

在对称系统中，电网流入整流器 a 相的有功功率和无功功率分别为

$$\begin{cases} P = V_s I_d = V_s I_s \cos\varphi = V_s V_r \sin\delta \\ Q = V_s I_q = V_s I_s \sin\varphi = V_s \frac{V_s - V_r \cos\delta}{X} \end{cases} \quad (5-38)$$

图 5-10a 所示为电网向整流器注入有功电流和感性无功电流，整流器工作于整流状态，从电网吸收有功功率和感性无功功率，当 a 相电感电流相量轨迹在 A' 点时，a 相开关管侧调制电压相量轨迹在 A 点，此时整流器跟电网只有无功功率交换，不吸收或发出有功功率，电流功率因数为 0。

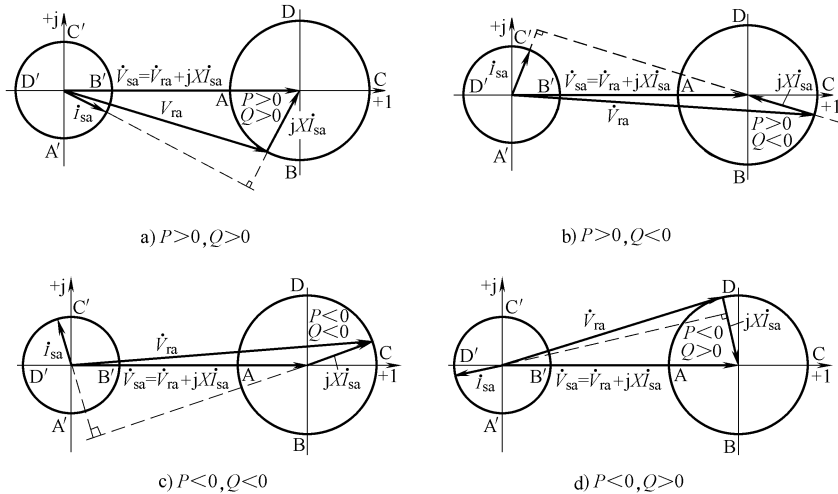


图 5-10 忽略电感寄生电阻的电压、电流相量图

图 5-10b 所示为电网向整流器注入有功电流和容性无功电流，整流器工作于整流状态，从电网吸收有功功率和容性无功功率，当 a 相电感电流相量轨迹在 B' 点时，a 相开关管侧调制电压相量轨迹在 B 点，此时整流器跟电网没有无功功率交换，只是单方向从电网吸收有功功率，电流功率因数为 1。

图 5-10c 所示为整流器向电网注入有功电流和容性无功电流，整流器工作于有源逆变状态，向电网发出有功功率和容性无功功率，当 a 相电感电流相量轨迹在

C'点时, a 相开关管侧调制电压相量轨迹在 C 点, 此时整流器跟电网只有无功功率交换, 不吸收或发出有功功率, 电流功率因数为 0。

图 5-10d 所示为整流器向电网注入感性电流, 整流器工作于有源逆变状态, 向电网发出有功功率和容性无功功率, 当 a 相电感电流相量轨迹在 D'点时, a 相开关管侧调制电压相量轨迹在 D 点, 此时整流器跟电网没有无功功率交换, 只是单方向向电网发出有功功率, 电流功率因数为 -1。

结合式 (5-38), 在如图 5-10 所示的整流器电压、电流相量图中, 有功功率总是从相位超前的电源流向相位滞后的电源; 滞后的感性无功电流和无功功率总是从幅值高的电源流向幅值低的电源。

5.1.2 三相三线 PWM 整流器的空间矢量坐标系下的数学模型

根据 5.1.1 节的分析, 通过调整整流器开关管侧调制电压的幅值和相位, 可以调整整流器网侧输入电流的功率因数稳定在正负 1 之间的任何数值, 这是基于整流器一相桥臂的工作情况得到的, 在实际控制中, 整流器的三相开关管侧调制电压要分别进行计算。如果可以把整流器三相的电压、电流标量用一个矢量来表示, 就可以对三相的控制进行综合处理。为了把三相电网电压标量用一个统一的合成量表示, 按照 Clark 变换定义, 引入电压空间矢量, 为

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5-39)$$

式中, $\mathbf{V}$ 为电压空间矢量, 它在复平面上的投影为一个复数, 存在实部和虚部, 定义实部所在轴为 α 轴, 虚部所在轴为 β 轴, 同时电压空间矢量 $\mathbf{V}$ 还存在零轴分量, 如图 5-11 所示。Clark 变换矩阵如下式所示:

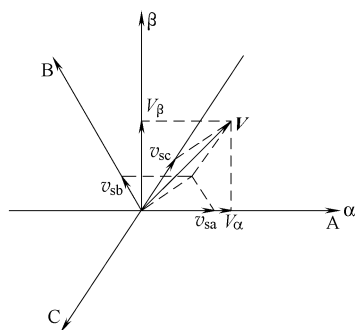


图 5-11 三相电压标量到电压空间矢量的变换

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5-40)$$

根据式 (5-39), 电压空间矢量 $\mathbf{V}$ 与三相电网电压瞬时值存在一一对应关系, 而三相电网电压可以分解为正序、负序和零序分量, 如式 (5-14) ~ 式 (5-16) 所示。这里也可以把电压空间矢量 $\mathbf{V}$ 相应地分解为正序分量 V^p 、负序分量 V^n 和零序

分量 V^0 ，如式 (5-41)、式 (5-42) 所示。

$$V = V^p + V^n + V^0 \quad (5-41)$$

$$\begin{cases} V^p = \frac{2}{3}(v_{sa}^p + \alpha v_{sb}^p + \alpha^2 v_{sc}^p) \\ V^n = \frac{2}{3}(v_{sa}^n + \alpha v_{sb}^n + \alpha^2 v_{sc}^n) \\ V^0 = \frac{2}{3}(v_{sa}^0 + v_{sb}^0 + v_{sc}^0) \end{cases} \quad (5-42)$$

式中，电压空间矢量零序分量 V^0 在空间矢量静止坐标平面上的投影为 0。电压空间矢量正序分量 V^p 在空间矢量静止坐标平面上的轨迹如图 5-12 所示。结合电网电压正序分量瞬时值表达式

(5-14)，电压空间矢量轨迹在矢量静止坐标平面 α 轴和 β 轴的投影如式 (5-43) 所示。由图 5-12 可得，对应三相电网电压瞬时值正序分量余弦函数，电压空间矢量正序分量 V^p 在矢量静止坐标平面上以角速

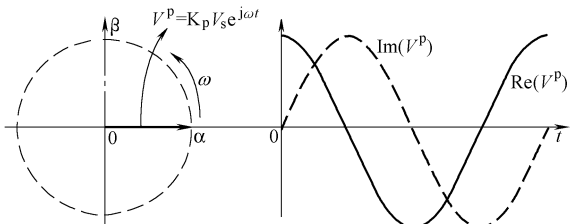


图 5-12 空间矢量正序分量 V^p 运行轨迹

度 ω 逆时针匀速旋转，旋转轨迹为圆形，旋转矢量模长即圆轨迹的半径为电网相电压峰值， V^p 在 α 轴和 β 轴的投影分别为时间轴上幅值为矢量模长的余弦和正弦函数， V_{α}^p 在时间轴上的相位等于电网电压正序分量 a 相相位。

$$\begin{cases} V_{s\alpha}^p = \frac{2}{3}v_{sa}^p + \frac{2}{3}v_{sb}^p \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{3}v_{sc}^p \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = K_p V_s \cos(\omega t + \varphi_p) \\ V_{s\beta}^p = \frac{2}{3}v_{sb}^p \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{3}v_{sc}^p \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = K_p V_s \sin(\omega t + \varphi_p) \end{cases} \quad (5-43)$$

式 (5-42) 中，矢量负序分量 V^n 在空间矢量平面上如图 5-13 所示，其在 α 轴和 β 轴的投影如式 (5-44) 所示。由图 5-13 可得，对应三相电网电压负序分量余弦函数， V^n 在矢量平面上以角速度 ω 顺时针匀速旋转，旋转轨迹为圆形，圆轨迹的半径为负序相电压峰值， V^n 在 α 轴和 β 轴的投影分别为时间轴上幅值为矢量

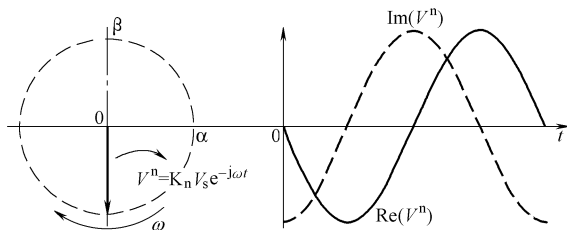


图 5-13 空间矢量负序分量 V^n 运行轨迹

模长的余弦和正弦函数, V_α^n 等于电网电压负序分量 a 相相位。

$$\begin{cases} V_{s\alpha}^n = \frac{2}{3}v_{sa}^n + \frac{2}{3}v_{sb}^n \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{3}v_{sc}^n \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = K_n V_s \cos(\omega t + \varphi_n) \\ V_{s\beta}^n = \frac{2}{3}v_{sa}^n \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{3}v_{sb}^n \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -K_n V_s \sin(\omega t + \varphi_n) \end{cases} \quad (5-44)$$

结合正序和负序电压空间矢量, 式 (5-41) 中总的电压空间矢量 $\mathbf{V}$ 在空间矢量静止坐标平面上如图 5-14 所示。由图 5-14 可得, $\mathbf{V}$ 在矢量平面上旋转轨迹为椭圆形, $\mathbf{V}$ 的实部和虚部标量分别为时间轴上幅值为正负序矢量模长方均根值的余弦和正弦函数, $\mathbf{V}$ 在矢量平面上的旋转方向取决于电网电压的对称性, 当电网电压正序旋转矢量模长大于负序旋转矢量模长, $\mathbf{V}$ 在矢量平面上逆时针旋转, 当电网电压正序旋转矢量模长小于负序旋转矢量模长, $\mathbf{V}$ 在矢量平面上顺时针旋转。

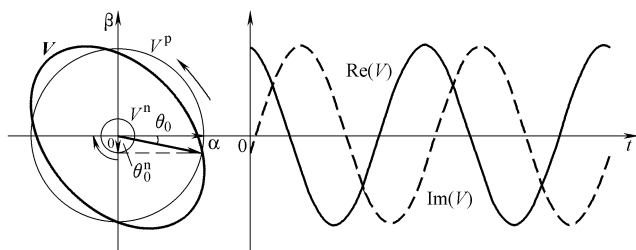


图 5-14 空间矢量 $\mathbf{V}$ 运行轨迹

根据上述分析, 时间轴上的三相电网电压标量跟空间矢量静止坐标平面上的旋转电压空间矢量存在一一对应关系, 任一时刻的三相电网电压瞬时值对应唯一一个固定模长和固定旋转角度的空间电压矢量, 同理, 任一模长跟任一旋转角度的空间矢量电压也对应唯一的一组三相电网电压标量, 这样就可以把三相标量的问题归结到一个旋转矢量上进行处理。

基于同样的变换方法, 可以将三相标量的 PWM 整流器状态方程变换到 α 、 β 静止坐标平面上。Clark 逆变换矩阵如下式所示:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{s0} \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

结合 Clark 变换式 (5-40) 和逆变换式 (5-45), 对式 (5-6) 所示的三相三线 PWM 整流器状态方程进行推导, 可得

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{S_\alpha^*}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{S_\beta^*}{L} \\ \frac{3S_\alpha^*}{2C} & \frac{3S_\beta^*}{2C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-46)$$

从式 (5-46) 可以看出, 三相三线 PWM 整流器电网电压零序分量不会影响整流器输入电流和输出电压。式 (5-46) 中, i_α 、 i_β 为 i_a 、 i_b 、 i_c 变换至 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的值; S_α^* 、 S_β^* 为 S_a^* 、 S_b^* 、 S_c^* 变换至 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的值; $v_{s\alpha}$ 、 $v_{s\beta}$ 为 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 变换至 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的值。引入开关周期平均算子, 可以得到三相三线 PWM 整流器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的平均状态空间模型, 即

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_\alpha \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_\beta \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{d_\alpha}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{d_\beta}{L} \\ \frac{3d_\alpha}{2C} & \frac{3d_\beta}{2C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{s\alpha} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s\beta} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-47)$$

根据式 (5-47) 可以得到三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路, 如图 5-15 所示。

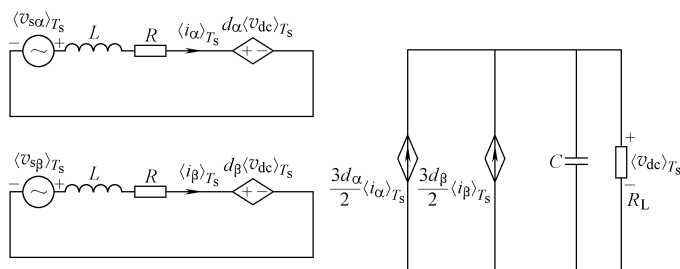


图 5-15 三相三线 PWM 整流器在静止坐标系下开关周期平均模型等效电路 1

图 5-15 所示的三相三线 PWM 整流器矢量坐标系下开关周期平均模型等效电路 1, 在电网电压不对称条件下同样适合。式 (5-47) 中, 整流器三相桥臂开关占空比在 α 、 β 坐标系下表示为

$$\begin{cases} d_\alpha = v_{r\alpha}/v_{dc} \\ d_\beta = v_{r\beta}/v_{dc} \end{cases} \quad (5-48)$$

需要指出的是, 根据式 (5-48) 得到的占空比只在数学意义上成立, 在实际变换器开关管控制中, 占空比为负值是没有物理意义的, 实际的三相三线整流器占

空比在电压空间矢量坐标系下如何得到将在后面给出。

把式 (5-48) 代入式 (5-47), 得到

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_\alpha \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_\beta \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-\langle v_{r\alpha} \rangle_{T_s}}{L\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-\langle v_{r\beta} \rangle_{T_s}}{L\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} \\ \frac{3\langle v_{r\alpha} \rangle_{T_s}}{2C\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} & \frac{3\langle v_{r\beta} \rangle_{T_s}}{2C\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{s\alpha} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s\beta} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-49)$$

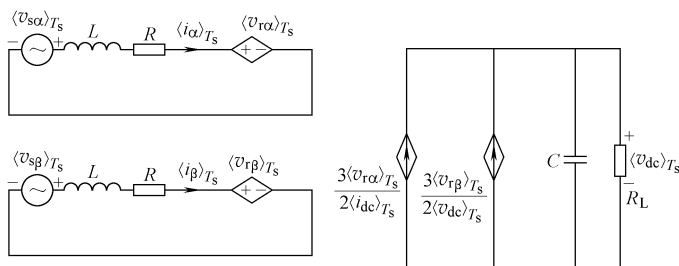


图 5-16 三相三线 PWM 整流器在静止坐标系下开关周期平均模型等效电路 2

根据式 (5-49) 可以得到三相三线 PWM 整流器的大信号平均模型等效电路 2, 如图 5-16 所示, 由于式 (5-49) 表示的基于平均算子的状态空间模型适用于整个工频周期, 因此如果只讨论工频情况, 可以得到

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-v_{r\alpha}}{Lv_{dc}} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-v_{r\beta}}{Lv_{dc}} \\ \frac{3v_{r\alpha}}{2Cv_{dc}} & \frac{3v_{r\beta}}{2Cv_{dc}} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5-50)$$

根据式 (5-50), 得到三相三线 PWM 整流器在矢量坐标系下的工频等效电路, 如图 5-17 所示。在空间矢量坐标系下, 考虑电感寄生电阻时三相三线整流器电压电流稳态空间矢量图如图 5-18 所示。

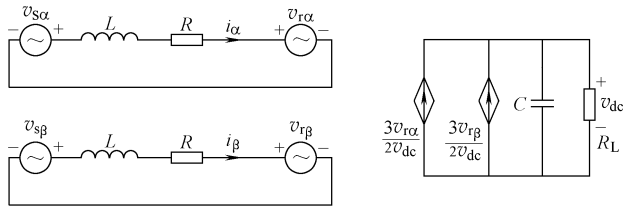


图 5-17 三相三线 PWM 整流器在矢量坐标系下的工频模型

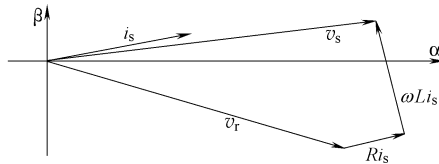


图 5-18 考虑电感寄生电阻时三相三线整流器电压电流稳态空间矢量图

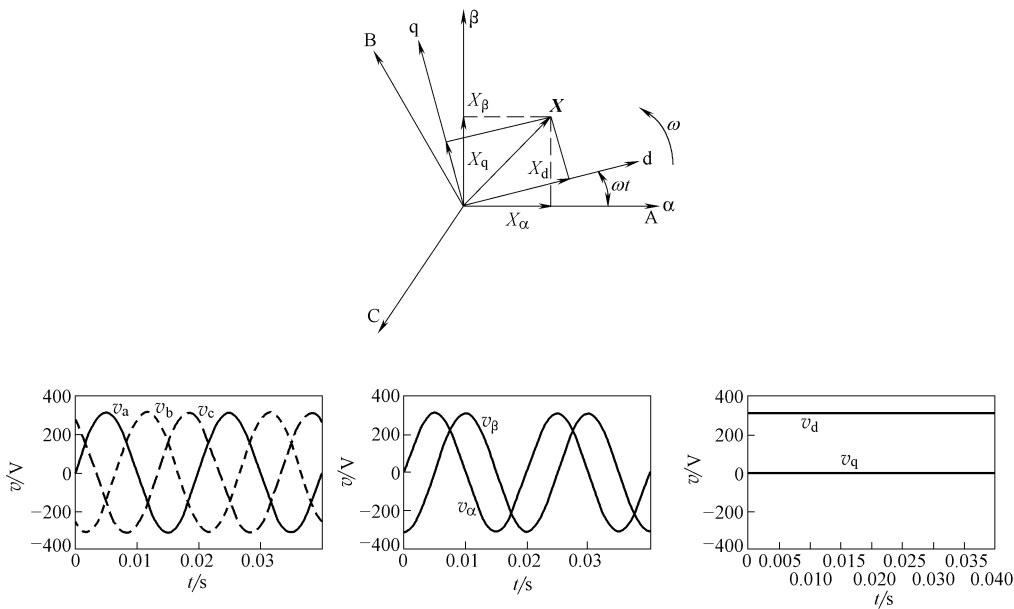


图 5-19 三相电压标量到 $\alpha\beta$ 静止坐标系和 dq 旋转坐标系之间变换曲线

对于三相平衡系统，电网电压经 Park 变换后，得到的空间矢量长度不变。如果让 α 、 β 坐标轴也以与电压空间矢量同样的角频率逆时针旋转，那么在旋转坐标系中看，由 Park 变换得到的电压空间矢量是静止的，空间矢量在旋转坐标轴上的分量也是静止的直流量。所以，如果进一步将式 (5-46) 表示的静止坐标系下整流器状态方程变换到以电网角频率 ω 逆时针旋转的同步 dq0 坐标系模型中，那么电网电压正弦信号就变成了常数。

三相交流电压标量到 $\alpha\beta$ 静止坐标系和 dq 旋转坐标系之间的变换曲线如图 5-19 所示。静止与旋转坐标系间的变换式为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{dq0} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta0/dq0} \mathbf{X}_{\alpha\beta0} \\ \mathbf{X}_{\alpha\beta0} &= \mathbf{T}_{dq0/\alpha\beta0} \mathbf{X}_{dq0} \end{aligned} \quad (5-51)$$

式中

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{dq0} = [x_d & x_q & x_0]^T \\ \mathbf{X}_{\alpha\beta0} = [x_\alpha & x_\beta & x_0]^T \end{cases} \quad (5-52)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta0/dq0} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t & 0 \\ -\sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-53)$$

$$\mathbf{T}_{dq0/\alpha\beta0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta0/dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t & 0 \\ \sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-54)$$

由于式 (5-46) 已经证明电网电压零序分量不会影响三相三线整流器输入电流和输出电压, 这里的变换不再考虑零序输入电压。前面静止坐标系之间变换矩阵是常数矩阵, 故状态变量的导数不改变。而静止和旋转坐标系间的变换矩阵内的元素本身也是时间的变量, 所以在对状态变量的导数进行旋转变换时, 不能简单地认为 α 、 β 轴电流的导数经旋转变换就是 d 、 q 轴电流的导数。而应按式 (5-55) 对 d 、 q 轴电流求导, 得到两个坐标系间电流导数的关系是

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) = \mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d\mathbf{T}_{\alpha\beta/dq}}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -i_\alpha \omega \sin\omega t + i_\beta \omega \cos\omega t + \cos\omega t \frac{di_\alpha}{dt} + \sin\omega t \frac{di_\beta}{dt} \\ -i_\beta \omega \sin\omega t - i_\alpha \omega \cos\omega t + \cos\omega t \frac{di_\beta}{dt} - \sin\omega t \frac{di_\alpha}{dt} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{T}_{\alpha\beta/dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-55)$$

将式 (5-51)、式 (5-55) 应用于式 (5-46), 得到两相同步坐标系下的整流器模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{S_d^*}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{S_q^*}{L} \\ \frac{3S_d^*}{2C} & \frac{3S_q^*}{2C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (5-56)$$

从式 (5-56) 可以看出, 三相三线 PWM 整流器电网电压零序分量不会影响整流器输入电流和输出电压。式 (5-56) 中, i_d 、 i_q 为 i_α 、 i_β 变换至同步旋转坐标系下的值; S_d^* 、 S_q^* 为 S_α^* 、 S_β^* 变换至同步旋转坐标系下的值; v_{sd} 、 v_{sq} 为 $v_{s\alpha}$ 、 $v_{s\beta}$ 变换至同步旋转坐标系下的值。引入开关周期平均算子, 可以得到三相三线 PWM 整流器在 dq 同步旋转坐标系下的平均状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{d_d}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d_q}{L} \\ \frac{3d_d}{2C} & \frac{3d_q}{2C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-57)$$

根据式 (5-57), 可以得到三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路, 如图 5-20 所示。图中的各符号和式 (5-57) 的相同。比较静止坐标系和旋转坐标系下的模型可以发现, 在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下, α 、 β 轴电流之间相互独立, 不存在耦合关系; 在 dq 同步旋转坐标系下, d、q 轴电流之间不独立, 存在耦合关系, 这种现象与旋转电机正好相反, 这是由于电路本身是静止电路, 所以在静止两相坐标系中不存在耦合, 而变换至旋转坐标系下, 由于电感的作用, 在 d、q 两轴之间产生耦合, d、q 任一轴的占空比变化都会同时引起 d、q 轴的输入电流变化。为了简化控制环路设计, 在设计控制系统时, 有必要进行电流环解耦, 以使系统的静动态性能达到最优。

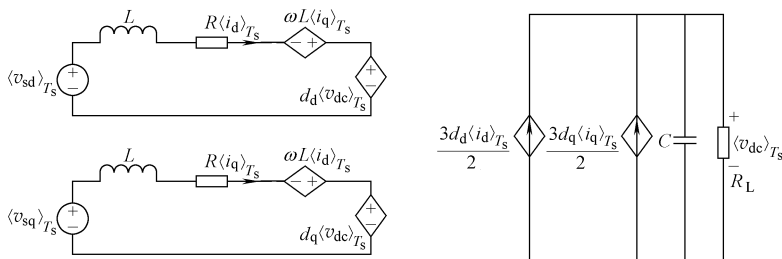


图 5-20 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型等效电路

图 5-20 所示的三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型的等效电路, 在电网电压不对称条件下同样适合。式 (5-57) 中, 整流器三相桥臂开关占空比在同步旋转坐标系下定义为

$$\begin{cases} d_d(t) = v_{rd}/v_{dc} \\ d_q(t) = v_{rq}/v_{dc} \end{cases} \quad (5-58)$$

需要指出的是, 根据式 (5-58) 得到的占空比只在数学意义上成立, 在实际整流器开关调制中, 占空比为负值是没有物理意义的, 实际的三相整流器占空比在

电压空间矢量坐标系下如何得到将在后面给出。

把式 (5-58) 代入式 (5-57), 得到

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{\langle v_{rd} \rangle_{T_s}}{L\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{\langle v_{rq} \rangle_{T_s}}{L\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} \\ \frac{3\langle v_{rd} \rangle_{T_s}}{2C\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} & \frac{3\langle v_{rq} \rangle_{T_s}}{2C\langle v_{dc} \rangle_{T_s}} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-59)$$

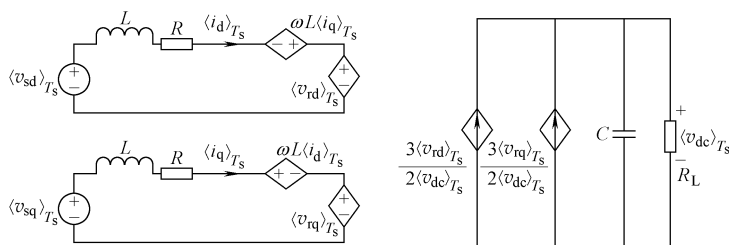


图 5-21 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的大信号开关周期平均模型等效电路

根据式 (5-59), 可以得到三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的大信号开关周期平均模型, 如图 5-21 所示。由于式 (5-59) 表示的是基于平均算子的状态空间模型, 适用于整个工频周期, 因此如果只讨论工频情况, 可以得到

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{v_{rd}}{Lv_{dc}} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{v_{rq}}{Lv_{dc}} \\ \frac{3v_{rd}}{2Cv_{dc}} & \frac{3v_{rq}}{2Cv_{dc}} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (5-60)$$

根据式 (5-60) 得到的三相三线 PWM 整流器在矢量坐标系下的工频等效电路如图 5-22 所示, 则在空间矢量坐标系下, 考虑电感寄生电阻时三相三线整流器电压、电流稳态空间矢量图如图 5-23 所示。

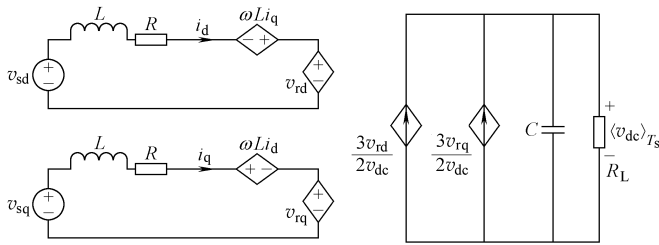


图 5-22 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的工频模型

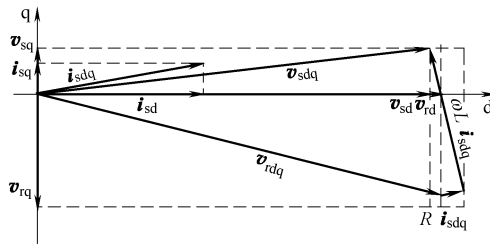


图 5-23 考虑电感寄生电阻的电压、电流
同步旋转坐标系等效矢量图

5.2 三相三线 PWM 整流器的电流控制

对于 PWM 整流器的控制，一是希望控制直流侧母线电压恒定，二是希望控制电网侧电流具有较高的功率因数和较低的电流谐波。根据调制方法不同，整流器调制技术可分为 PWM、滞环调制和空间矢量调制等。按照是否采样整流器交流侧电流作为控制反馈，可以把整流器网侧电流控制技术分为间接电流控制技术和直接电流控制技术。间接电流控制又称幅相控制，是按照一定负载功率时，整流器电网电压和开关管侧电压基波的幅值和相位存在固定矢量关系的原理，通过调节开关管侧电压基波的幅值和相位来间接控制整流器网侧电感电流。间接电流控制简单方便，但由于不直接反馈整流器网侧电流，而是通过控制整流器交流开关管侧输出电压的幅值和相位来达到控制整流器的网侧输入电流大小和相位的目的，其动态特性较差，在电感电流瞬时过电流时也难以进行限流控制，因此较难应用于工程实际。相对间接电流控制方法，直接电流控制方法直接按照一定的基准对整流器电感电网进行闭环控制，动态效果较好。

5.2.1 三相三线 PWM 整流器的间接电流控制

根据图 5-23 所示的整流器电压、电流等效矢量图，在一定网侧电流条件下，整流器开关侧电压矢量等于网侧电压和滤波电感电压的矢量和，如下式所示：

$$\begin{cases} v_{rd} = v_{sd} + \omega Li_q - Ri_d \\ v_{rq} = v_{sq} - \omega Li_d - Ri_q \end{cases} \quad (5-61)$$

PWM 整流器间接电流控制的依据就是式 (5-61) 和图 5-23 所示整流器电压电流等效矢量关系。PWM 整流器间接电流并不直接反馈整流器网侧电流, 而是通过控制整流器交流开关侧输出电压的幅值和相位来达到控制整流器的网侧输入电流大小和相位的目的, 间接电流控制 PWM 整流器的原理框图如图 5-24 所示。

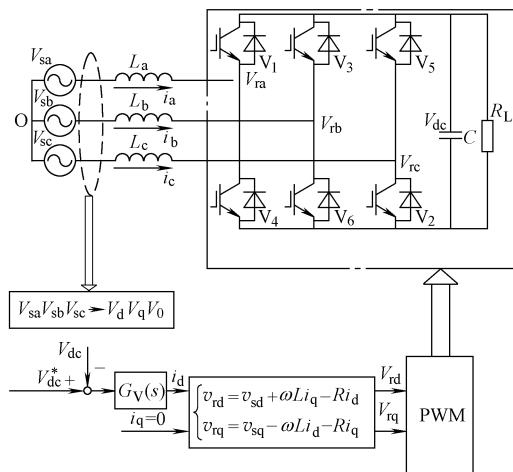


图 5-24 间接电流控制 PWM 整流器的原理框图

5.2.2 三相三线 PWM 整流器的直接电流控制

整流器间接电流控制作为一种电流开环控制, 对外部扰动抵抗能力较差, 同时它对整流器器件参数变化的适应性也较差。要使系统具有快速动态响应和较强的抗扰动能力, 必须实时检测电流, 并引入电流反馈, 即引入直接电流控制。整流器直接电流控制直接对整流器网侧电流进行反馈, 控制性能优良, 同时具有对网侧电流的自动限流功能。常见的整流器直接电流控制方法包括三相 SPWM 双环控制、滞环控制和基于同步旋转坐标系的空间矢量控制方法等。

根据式 (5-33) 得到的三相三线 PWM 整流器模型如图 5-25 所示。根据式 (5-33), 三相三线 PWM 整流器交流侧已经被分解为三个完全解耦的单相交流电路, 电网电压零序分量和整流器调制电压零序分量都不会影响整流器交流电流, 只会影响整流

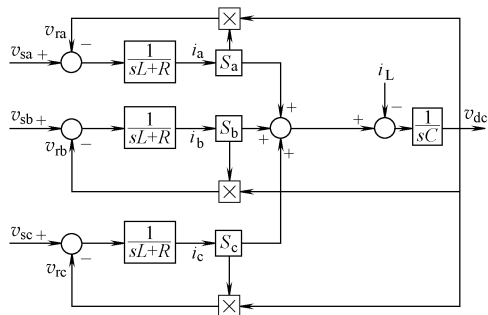


图 5-25 三相三线 PWM 整流器模型

器交流侧虚拟中性点和直流电压参考地之间的电位差。

根据图 5-25 所示的 PWM 整流器模型，整流器电流环为一阶环节，控制简单。构建电压、电流双环控制整流器框图如图 5-26 所示。

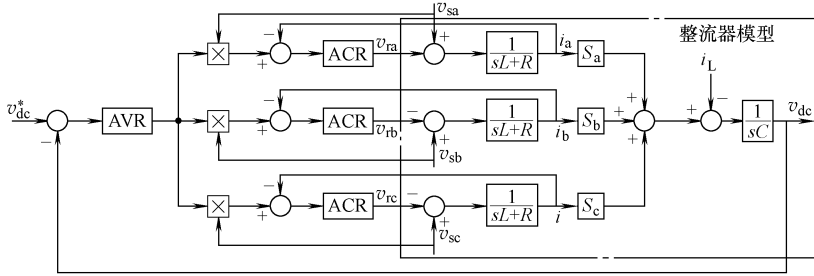


图 5-26 三相三线整流器 SPWM 控制框图

在图 5-26 所示的三相三线整流器 SPWM 控制框图中，点画线框内部为整流器模型，控制环路为电压、电流双闭环结构。外环为直流电压环，采用 PI 调节器 AVR；内环为交流电流环，采用 PI 调节器 ACR，电流环基准为直流电压环输出与各相电网电压乘积。在电网电压对称时，采用 SPWM 方式控制的三相整流器可以较好地实现功率因数校正功能；在电网电压非理想状态时，通常根据三相整流器应用场合不同，存在不同的控制要求，如要求保证网侧功率平衡、要求保证直流侧电压稳定或要求保证网侧输入电流对称等，但采用 SPWM 方式控制的三相整流器，其电流基准正比于网侧交流电压，难以实现上述不同控制要求。在静止坐标系下，电流的有功、无功、零序分量不是分离的；在同步旋转坐标系下有功、无功、零序分量是分离的，物理意义明确，便于控制系统的分析与设计。在静止坐标系下，各相是独立控制的，所以便于断相运行、相电流过电流限幅等功能的实现。采用 SPWM 方式控制的三相整流器，电流环为交流控制环节，采用常规的 PI 调节器在稳态时存在幅相静差，如果在同步旋转坐标系下，对三相整流器进行控制，其电流环为直流控制环节，采用 PI 调节器是无静态误差，控制效果较好。

5.2.3 基于同步旋转坐标系的三相三线 PWM 整流器的直接电流控制

三相三线 PWM 整流器在 dq 同步旋转坐标系下的平均状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{d_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d_q}{L} \\ \frac{3d_d}{2C} & \frac{3d_q}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle i_L \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-62)$$

根据式 (5-62)，可以得到三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型等效电路，如图 5-27 所示。为了构建整流器控制环路，并合理设计整流器补偿网络，需要分析整流器动态小信号模型。推导小信号模型，首先要确定直流工作点。设定变换器在直流工作点的输入输出电压、电流和占空比分别为 V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 、 V_{dc} 、 D_d 、 D_q ，根据式 (5-62) 可以得到直流工作点模型如下式所示：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{D_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{D_q}{L} \\ \frac{3D_d}{2C} & \frac{3D_q}{2C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-63)$$

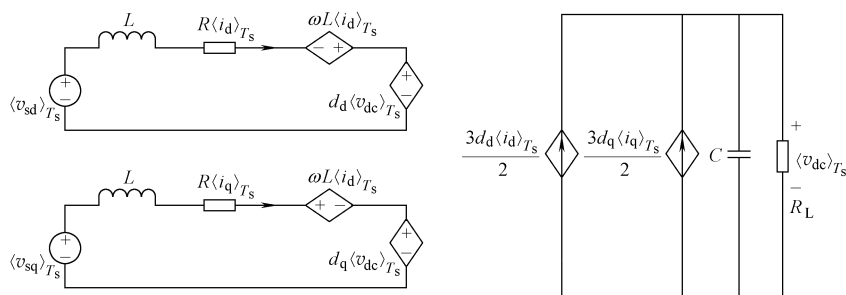


图 5-27 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型等效电路

化简式 (5-63)，得到

$$\begin{cases} V_{sd} - RI_d + \omega LI_q - D_d V_{dc} = 0 \\ V_{sq} - RI_q - \omega LI_d + D_q V_{dc} = 0 \\ D_d I_d + D_q I_q = 2V_{dc} / (3R_L) \end{cases} \quad (5-64)$$

需要指出的是，式 (5-64) 的直流工作点方程仅在三相输入电网电压对称平衡的条件下成立，在电网电压不对称时，由于三相电压同时存在正序分量和负序分量，在按照正序确立的同步旋转坐标系下，其表现出来的直流工作点 V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 上存在低频波动，导数不等于零。按照小信号模型的定义，设非线性微分方程： $dx/dt = f(x, u)$ ，设 (x, u) 在工作点 (X, U) 附近做小信号扰动 $(\hat{x}, \hat{u})$ ，即 $x = X + \hat{x}$ ， $u = U + \hat{u}$ ，得到

$$\frac{d(X + \hat{x})}{dt} = f(X + \hat{x}, U + \hat{u}) \quad (5-65)$$

应用泰勒级数展开, 并忽略二阶小项, 得到

$$\frac{dX}{dt} + \frac{d\hat{x}}{dt} = f(X, U) + \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{(X, U)} \hat{x} + \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{(X, U)} \hat{u} \quad (5-66)$$

当三相输入电压对称平衡时, 在直流工作点 (X, U) 存在方程 $f(X, U) = 0$, 且 $dX/dt = 0$, 于是小信号交流模型可以表示为

$$\frac{d\hat{x}}{dt} \approx \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{(X, U)} \hat{x} + \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{(X, U)} \hat{u} \quad (5-67)$$

根据式 (5-62) 和式 (5-67), 可以得到三相三线整流器在 DQ 旋转坐标系下的小信号扰动模型, 如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{D_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{D_q}{L} \\ \frac{3D_d}{2C} & \frac{3D_q}{2C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L} \\ \frac{3I_d}{2C} & \frac{3I_q}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \end{bmatrix} \quad (5-68)$$

小信号模型等效电路如图 5-28 所示。

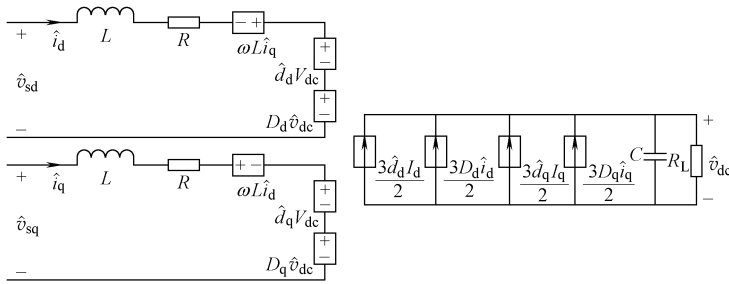


图 5-28 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的小信号模型等效电路

基于前面的分析, 在同步旋转坐标系下的整流器模型中, 电流环存在耦合关系, 因此在控制环路中有必要增加电流环解耦控制, 同时为了提高整流器对于电网扰动的响应速度, 引入电网电压前馈调节。三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型控制框图如图 5-29 所示, 采用电压、电流双闭环控制。内环是电流环, 采用 PI 调节器 ACR, 带宽较宽, 目的是控制电流功率因数为 1, 如果整流器前端未接 EMI 滤波器, q 轴电流基准为 0; 外环是电压环, 采用 PI 调节器 AVR, 目的是调节直流母线电压。经过解耦之后, 整流器的占空比为

$$d_d = H_i(i_d^* - i_d) + \frac{\omega L}{v_{dc}} i_q = d'_d + \frac{\omega L}{v_{dc}} i_q \quad (5-69)$$

所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{D'_d}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{D'_q}{L} \\ \frac{3D'_d}{2C} & \frac{3D'_q}{2C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-72)$$

化简式 (5-72), 得到

$$\begin{cases} V_{sd} - D'_d V_{dc} = 0 \\ V_{sq} - D'_q V_{dc} = 0 \\ D'_d I_d + D'_q I_q = 2V_{dc} / (3R_L) \end{cases} \quad (5-73)$$

需要指出的是, 式 (5-73) 的直流工作点方程仅在三相输入电网电压对称平衡的条件下成立, 在电网电压不对称时, 由于三相电压同时存在正序分量和零序分量, 在按照正序确立的同步旋转坐标系下, 其表现出来的 V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 上存在低频波动, 导数不等于零。按照小信号模型的定义, 推导得到三相整流器解耦之后在 dq 旋转坐标系下的小信号扰动模型如下式 (5-74) 所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{D'_d}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{D'_q}{L} \\ \frac{3D'_d}{2C} & \frac{3D'_q}{2C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L} \\ \frac{3I_d}{2C} & \frac{3I_q}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}'_d \\ \hat{d}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \end{bmatrix} \quad (5-74)$$

小信号模型等效电路如图 5-32 所示。根据图 5-31, 三相三线 PWM 整流器小

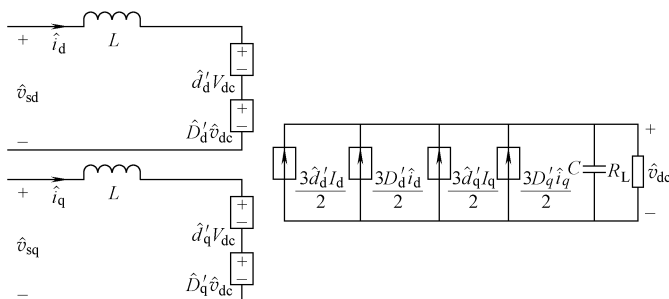


图 5-31 三相三线 PWM 整流器解耦之后在同步旋转坐标系下的小信号模型等效电路

信号模型等效为输出并联的 Boost 型直流变换器, 设计电流环时, 认为是两个互不影响的独立的电流环路, 可以按照单输入单输出系统进行补偿器参数设计。

根据式 (5-74), 解耦之后整流器小信号模型的电压、电流环传递函数为

$$\begin{cases} \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \\ \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}'_q(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \\ \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{1.5D'_dR_L}{1+sCR_L} \end{cases} \quad (5-75)$$

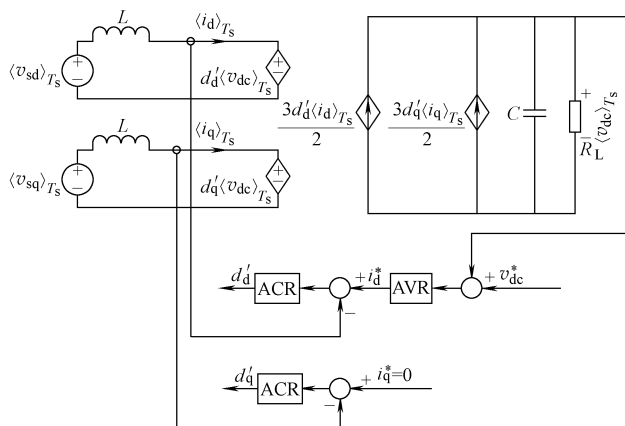


图 5-32 解耦后三相三线 PWM 整流器等效控制框图

解耦后三相三线 PWM 整流器等效控制框图如图 5-32 所示。采用电压、电流双闭环控制, 内环是电流环, 采用 PI 调节器 ACR, 它的带宽较宽, 目的是控制电流功率因数为 1, 如果整流器前端未接 EMI 滤波器, q 轴电流基准为 0; 外环是电压环, 采用 PI 调节器 AVR, 目的是调节直流母线电压。把电流环调节器输出的同步旋转坐标系的占空比转换为 a 、 b 、 c 轴上的占空比, 就可以得到三相桥臂的占空比。三相三线 PWM 整流器整体控制框图如图 5-33 所示。在实际控制中, 一般采用空间矢量调制, 这时将电流环输出得到的占空比转换到 $\alpha\beta$ 静止坐标系上的占空比即可。

5.2.4 考虑电网电压不平衡时的改进控制方法

在三相电网中, 如果电压和电流具有相同的幅值、并且相位互相差 120° , 则被称为平衡或对称的系统。如果其中的一个或两个条件不满足, 则称为不对称或不平衡的系统。在非理想电网条件下, 根据电路基本理论, 三相不对称电网电压如下

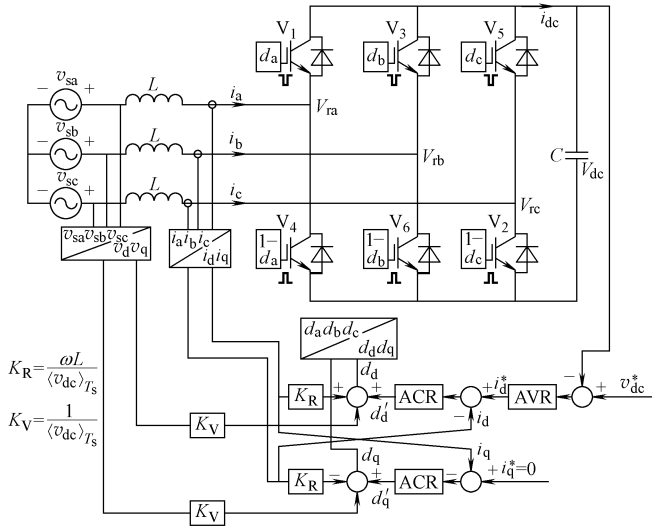


图 5-33 解耦后三相三线 PWM 整流器整体控制框图

式所示：

$$\begin{cases} v_{sa} = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \cos(\omega_h t + \varphi_h^p) + V_h^n \cos(\omega_h t + \varphi_h^n) + V_h^0 \cos(\omega_h t + \varphi_h^0)] \\ v_{sb} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[V_h^p \cos\left(\omega_h t + \varphi_h^p - \frac{2\pi}{3}\right) + V_h^n \cos\left(\omega_h t + \varphi_h^n + \frac{2\pi}{3}\right) + V_h^0 \cos(\omega_h t + \varphi_h^0) \right] \\ v_{sc} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[V_h^p \cos\left(\omega_h t + \varphi_h^p + \frac{2\pi}{3}\right) + V_h^n \cos\left(\omega_h t + \varphi_h^n - \frac{2\pi}{3}\right) + V_h^0 \cos(\omega_h t + \varphi_h^0) \right] \end{cases} \quad (5-76)$$

式中， V_h^p 、 V_h^n 、 V_h^0 分别为电网电压 h 次分量的正序、负序、零序幅值； φ_h^p 、 φ_h^n 、 φ_h^0 分别为电网电压 h 次分量的正序、负序、零序初始相位； ω 为电网电压 h 次分量的角频率。如果只考虑电网电压基波分量，则三相不对称电网电压不平衡度 ε_v 定义为电压基波负序分量有效值与正序分量有效值之比：

$$\varepsilon_v = \frac{V_1^n}{V_1^p} \times 100\% \quad (5-77)$$

按照 Park 变换定义，引入电压空间矢量 $\mathbf{V}$

$$\mathbf{V} = V^p + V^n = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5-78)$$

把电压空间矢量 $\mathbf{V}$ 相应地分解为正序分量和负序分量如下式所示：

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = v_{s\alpha}^p + v_{s\alpha}^n = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \cos(\omega_h t + \varphi_h^p) + V_h^n \cos(\omega_h t + \varphi_h^n)] \\ v_{s\beta} = v_{s\beta}^p + v_{s\beta}^n = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \sin(\omega_h t + \varphi_h^p) - V_h^n \sin(\omega_h t + \varphi_h^n)] \end{cases} \quad (5-79)$$

对式 (5-79) 进行正序和负序旋转的 Clark 变换, 变换式如下:

$$T_{\alpha\beta/dq}^p = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (5-80)$$

$$T_{\alpha\beta/dq}^n = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (5-81)$$

采用式 (5-80) 把 $\alpha\beta$ 坐标系下电网电压旋转矢量变换到正序同步旋转坐标系下, 结果如下式所示:

$$\begin{cases} v_{sd}^p = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \cos((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^p - \varphi_1^p) + V_h^n \cos((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^n + \varphi_1^p)] \\ v_{sq}^p = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \sin((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^p - \varphi_1^p) - V_h^n \sin((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^n + \varphi_1^p)] \end{cases} \quad (5-82)$$

由式 (5-82) 可以得到式 (5-76) 所示的不平衡电网电压中的基波正序分量将转换成直流量, 基波负序分量转换成频率为 $2f_1$ 的交流量, 低次谐波中 5 次正序和 7 次负序分别转换成频率为 $4f_1$ 、 $8f_1$ 的交流量, 5 次负序、7 次正序分量转换成频率为 $6f_1$ 的交流量。如果只考虑电网电压基波分量, 则有

$$\begin{cases} v_{sd}^p = V_1^p + V_1^n \cos(2\omega_1 t + \varphi_1^n + \varphi_1^p) \\ v_{sq}^p = V_1^n \sin(-2\omega_1 t - \varphi_1^n - \varphi_1^p) \end{cases} \quad (5-83)$$

根据式 (5-83) 可以得到, 当三相电网电压存在负序分量时, 同步旋转坐标系下旋转电压 d 轴分量 v_{sd} 和 q 轴分量 v_{sq} 均存在两倍频脉动量, v_{sd} 的直流分量等于正序电网相电压峰值, v_{sq} 的有效值等于负序电网相电压有效值。

采用式 (5-81), 把 $\alpha\beta$ 坐标系下电网电压旋转矢量变换到负序同步旋转坐标系下, 结果如下式所示:

$$\begin{cases} v_{sd}^n = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \cos((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^p + \varphi_1^n) + V_h^n \cos((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^n - \varphi_1^n)] \\ v_{sq}^n = \sum_{h=1}^{\infty} [V_h^p \sin((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^p + \varphi_1^n) + V_h^n \sin((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^n - \varphi_1^n)] \end{cases} \quad (5-84)$$

由式 (5-84) 可以得到式 (5-76) 所示的不平衡电网电压中的基波负序分量将转换成直流量, 基波正序分量转换成频率为 $2f_1$ 的交流量, 低次谐波中 7 次正序

和 5 次负序分别转换成频率为 $8f_1$ 、 $4f_1$ 的交流量，低次谐波中 7 次负序、5 次正序分量转换成频率为 $6f_1$ 的交流量。如果只考虑电网电压基波分量，则下式成立：

$$\begin{cases} v_{sd} = V_1^p \cos(2\omega_1 t + \varphi_1^p + \varphi_1^n) + V_1^n \\ v_{sq} = V_1^n \sin(2\omega_1 t + \varphi_1^p + \varphi_1^n) \end{cases} \quad (5-85)$$

根据式 (5-85) 可以得到，当三相电网电压存在负序分量时，同步旋转坐标系下旋转电压 d 轴分量 v_{sd} 和 q 轴分量 v_{sq} 均存在两倍频脉动量， v_{sd} 的直流分量等于负序电网相电压峰值， v_{sq} 的有效值等于正序电网相电压有效值。

根据式 (5-83) 和式 (5-85) 可以得到，当三相电网电压基波不平衡时，无论采用正序同步坐标系旋转变换还是负序同步坐标系旋转变换，最终在同步坐标系下的 d 轴和 q 轴分量均存在两倍频脉动量。根据前面分析，之所以把同步旋转坐标变换引入三相整流器控制中，是由于整流器三相电压、电流在同步坐标系下为直流量，使补偿器设计方便。当电网电压基波不平衡时，仍然希望继续利用同步旋转变换的这一特点。分析式 (5-83) 和式 (5-85) 可知，如果只考虑电网电压基波分量，则三相电网电压在正序旋转坐标系下表现为直流分量和两倍基频的负序交流分量的叠加，其中直流分量等于电网正序相电压的峰值；三相电网电压在负序旋转坐标系表现为直流分量和两倍基频的正序交流分量的叠加，其中直流分量等于电网负序相电压的峰值。如果可以对正、负序进行分离，对正序量采用正序同步旋转坐标系、对负序量采用负序同步旋转坐标系，则在正、负序同步旋转坐标系下，三相整流器的正、负序电压、电流分量均表示为直流量，同步旋转控制的优势就可以体现出来。对三相不对称电网电压进行正、负序分离有多种方法。图 5-34 所示的框图采用低通滤波器进行不对称电网电压的正、负序分离，在正序旋转坐标系下，不对称电网电压的基波负序分量表现为两倍频脉动量，采用低通滤波器对 2 次及以上的脉动量进行滤波，滤波后进行反 Park 变换和反 Clark 变换得到的就是不对称电网电压的正序分量，不对称电网电压减去相应相的正序分量，剩下的就是负序分量，从而实现电网电压正、负序分离。图 5-35 所示的框图采用 100Hz 陷波器对电网电压在正序和负序旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴电压矢量进行滤波，得到的直流分量就可以分别对应三相电网电压的正序和负序分量。该方法的缺点是当电网电压频率变化时，陷波器设计较为困难。

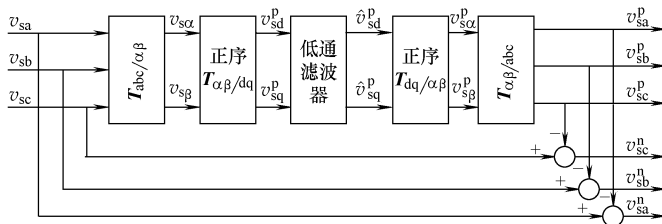


图 5-34 低通滤波器正、负序分离

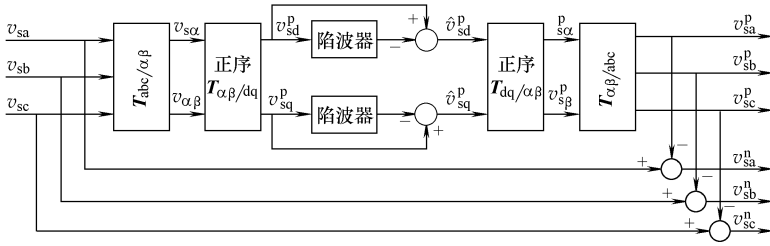


图 5-35 陷波器正、负序分离

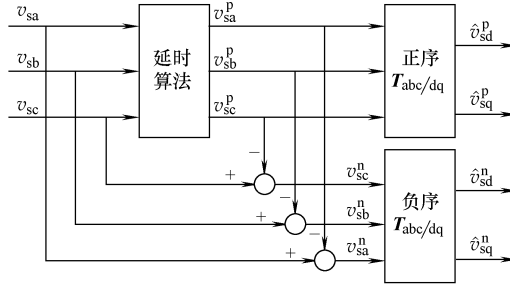


图 5-36 延时算法正、负序分离

图 5-36 所示的框图采用延时算法进行正、负序分离。式 (5-86) 所示的基于 abc 坐标系的延时算法, 可以有效分离电网电压正序分量, 其最大采样延时时间为 $T_s/3$ 。采用信号延时算法进行正负序分离的优点是不需要滤波器。

$$\begin{cases} v_{sa}^p = \frac{1}{3} \left[v_{sa}(t) - v_{sb}\left(t - \frac{T_s}{6}\right) + v_{sc}\left(t - \frac{T_s}{3}\right) \right] \\ v_{sb}^p = \frac{1}{3} \left[v_{sa}\left(t - \frac{T_s}{3}\right) + v_{sb}(t) - v_{sc}\left(t - \frac{T_s}{6}\right) \right] \\ v_{sc}^p = \frac{1}{3} \left[-v_{sa}\left(t - \frac{T_s}{6}\right) + v_{sb}\left(t - \frac{T_s}{3}\right) + v_{sc}(t) \right] \end{cases} \quad (5-86)$$

按照式 (5-86) 所示方法, 经过 $T_s/3$ 就可以提取出正序分量。由式 (5-86) 所得到的三相正序电压经过 Clark 和正序 Park 变换, 可写出 dq 坐标系下的电压表达式为

$$\begin{cases} \hat{v}_{sd}^p = \sum_{h=1}^{\infty} \left[\hat{V}_h^p \cos((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^p - \varphi_1^p) + \hat{V}_h^n \cos((- \omega_h - \omega_1)t - \varphi_h^n - \varphi_1^p) \right] \\ \hat{v}_{sq}^p = \sum_{h=1}^{\infty} \left[\hat{V}_h^p \sin((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^p - \varphi_1^p) + \hat{V}_h^n \sin((- \omega_h - \omega_1)t - \varphi_h^n - \varphi_1^p) \right] \end{cases} \quad (5-87)$$

式中

$$\begin{cases} \hat{V}_h^p = \frac{V_h^p}{3} \left[1 - 2\cos\left(\frac{h+2}{3}\pi\right) \right] \\ \hat{V}_h^n = \frac{V_h^n}{3} \left[1 - 2\cos\left(\frac{h-2}{3}\pi\right) \right] \end{cases} \quad (h = 2m - 1) \quad (5-88)$$

由式 (5-88) 可知, 采用基于 abc 坐标系的延时算法进行正序分离后, 能够消除因基波负序分量而产生的频率为 $2f_1$ 的脉动量, 同时也消除了因 5 次正序、7 次负序谐波成分而引入的频率为 $4f_1$ 、 $8f_1$ 的脉动量。

$$\begin{cases} v_{sa}^n = \frac{v_{sa}(t) - v_{sb}(t) + v_{sb}\left(t - \frac{T_s}{6}\right) - v_{sc}(t) - v_{sc}\left(t - \frac{T_s}{3}\right)}{3} \\ v_{sb}^n = \frac{-v_{sa}\left(t - \frac{T_s}{3}\right) + v_{sb}(t) - v_{sa}(t) - v_{sc}(t) + v_{sc}\left(t - \frac{T_s}{6}\right)}{3} \\ v_{sc}^n = \frac{v_{sa}\left(t - \frac{T_s}{6}\right) - v_{sa}(t) - v_{sb}\left(t - \frac{T_s}{3}\right) - v_{sb}(t) + v_{sc}(t)}{3} \end{cases} \quad (5-89)$$

采用式 (5-89) 所示的基于 abc 坐标系的延时算法, 可以有效地分离电网电压负序分量, 其最大采样延时时间为 $T_s/3$ 。按照式 (5-89) 所示方法, 经过 $T_s/3$ 就可以提取出负序分量。由式 (5-89) 所得到的三相正序电压经过 Clark 和负序 Park 变换, 可写出 dq 坐标系下的电压表达式为

$$\begin{cases} \hat{v}_{sd}^n = \sum_{h=1}^{\infty} \left[\hat{V}_h^p \cos((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^p + \varphi_1^n) + \hat{V}_h^n \cos((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^n - \varphi_1^n) \right] \\ \hat{v}_{sq}^n = \sum_{h=1}^{\infty} \left[\hat{V}_h^p \sin((\omega_h + \omega_1)t + \varphi_h^p + \varphi_1^n) + \hat{V}_h^n \sin((\omega_h - \omega_1)t + \varphi_h^n - \varphi_1^n) \right] \end{cases} \quad (5-90)$$

式中

$$\begin{cases} \hat{V}_h^p = \frac{V_h^p}{3} \left[1 - 2\cos\left(\frac{h-2}{3}\pi\right) \right] \\ \hat{V}_h^n = \frac{V_h^n}{3} \left[1 - 2\cos\left(\frac{h+2}{3}\pi\right) \right] \end{cases} \quad (h = 2m - 1) \quad (5-91)$$

由式 (5-91) 可知, 采用基于 abc 坐标系的延时算法进行负序分离后, 能够消除因基波正序分量而产生的频率为 $2f_1$ 的脉动量, 同时也消除了因 5 次负序、7 次正序电压谐波成分而引入的频率为 $6f_1$ 的脉动量。

根据上述分析得到

$$v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = v_{s\alpha}^p + jv_{s\beta}^p + v_{s\alpha}^n + jv_{s\beta}^n = e^{j\omega t} (\hat{v}_{sd}^p + j\hat{v}_{sq}^p) + e^{-j\omega t} (\hat{v}_{sd}^n + j\hat{v}_{sq}^n) \quad (5-92)$$

$$\hat{v}_{sd}^p + j\hat{v}_{sq}^p = \frac{2}{3} (v_{sa}^p + \alpha v_{sb}^p + \alpha^2 v_{sc}^p) e^{j\omega t} \quad (5-93)$$

$$\hat{v}_{sd}^n + j\hat{v}_{sq}^n = \frac{2}{3} (v_{sa}^n + \alpha v_{sb}^n + \alpha^2 v_{sc}^n) e^{-j\omega t} \quad (5-94)$$

由式 (5-93)、(5-94) 可得按照正序和负序坐标变换得到的电网电压正序和负序电压矢量, 与时间轴上三相电网电压的正序和负序分量存在一一对应关系, 据此可以设计三相 PWM 整流器在电网电压不对称情况下的控制算法如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-(d_a^p + d_a^n)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-(d_b^p + d_b^n)}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-(d_c^p + d_c^n)}{L} \\ \frac{d_a}{C} & \frac{d_b}{C} & \frac{d_c}{C} & \frac{-1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}^p + v_{sa}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb}^p + v_{sb}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc}^p + v_{sc}^n \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-95)$$

重写式 (5-18) 和图 5-4 如式 (5-95) 和图 5-37 所示。根据式 (5-95) 和图 5-37 可以得到整流器交流侧被分解为三个完全解耦的单相交流电路, 电网电压零序分量和整流器调制电压零序分量都不会影响整流器交流电流, 只会影响整流器交流侧虚拟参考点和直流电压参考地之间的电位差。

分解式 (5-95) 可以得到下式:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a^p + i_a^n \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b^p + i_b^n \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c^p + i_c^n \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-(d_a - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3})}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-(d_b - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3})}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-(d_c - \frac{(d_a + d_b + d_c)}{3})}{L} \\ \frac{d_a}{C} & \frac{d_b}{C} & \frac{d_c}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a^p + i_a^n \rangle_{T_s} \\ \langle i_b^p + i_b^n \rangle_{T_s} \\ \langle i_c^p + i_c^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}^p \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb}^p \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc}^p \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc}^n \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-96)$$

根据电路基本理论, 结合式 (5-96), 图 5-37 所示的开关周期平均模型, 可以分解为两个独立的正序和负序模型, 如图 5-38 所示。

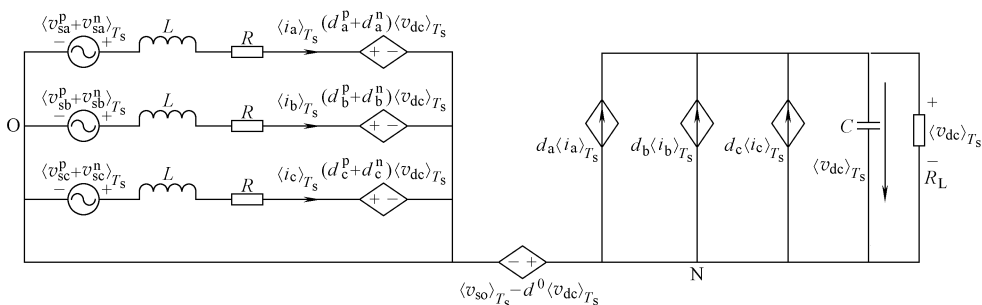


图 5-37 三相三线 PWM 整流器的开关周期平均模型 1

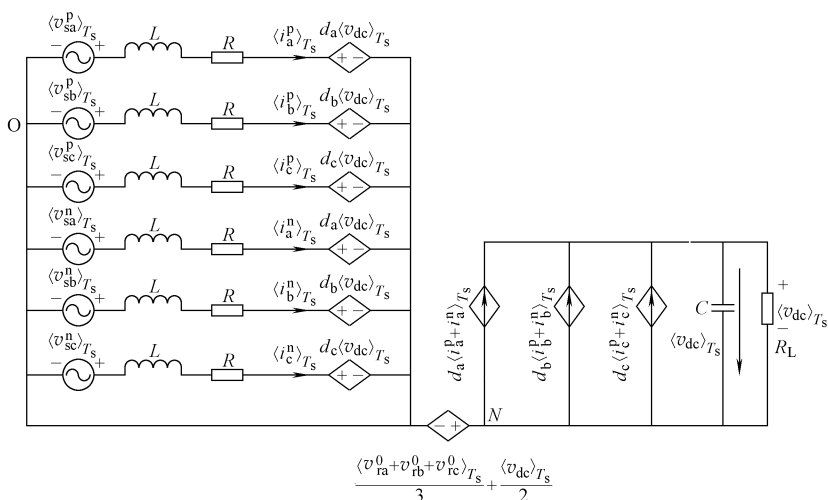


图 5-38 三相三线 PWM 整流器的开关周期平均模型 2

由式 (5-93)、式 (5-94) 对式 (5-96) 的正序和负序分量分别进行正序和负序同步坐标变换, 得到

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d^p \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q^p \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_d^n \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q^n \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 & 0 & -\frac{d_d^p}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{d_q^p}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\omega & -\frac{d_d^n}{L} \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d_q^n}{L} \\ \frac{3(d_d^p + d_d^n e^{-j2\omega t})}{2C} & \frac{3(d_q^p + d_q^n e^{-j2\omega t})}{2C} & \frac{3(d_d^n + d_d^p e^{j2\omega t})}{2C} & \frac{3(d_q^n + d_q^p e^{j2\omega t})}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d^p \rangle_{T_s} \\ \langle i_q^p \rangle_{T_s} \\ \langle i_d^n \rangle_{T_s} \\ \langle i_q^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd}^p \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq}^p \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sd}^n \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq}^n \rangle_{T_s} \\ \langle i_L \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-97)$$

根据式 (5-97) 可以得到在正序和负序同步旋转坐标系下, PWM 整流器分离出的正序电压、电流分量和负序电压、电流分量在交流侧相互解耦, 如图 5-39 所示

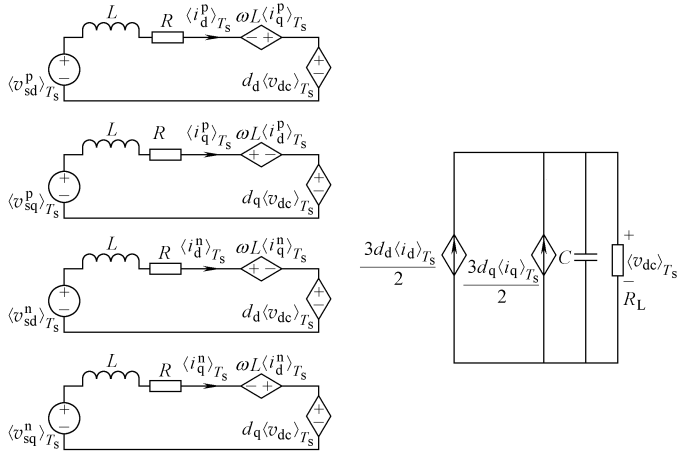


图 5-39 三相三线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下
开关周期平均模型等效电路

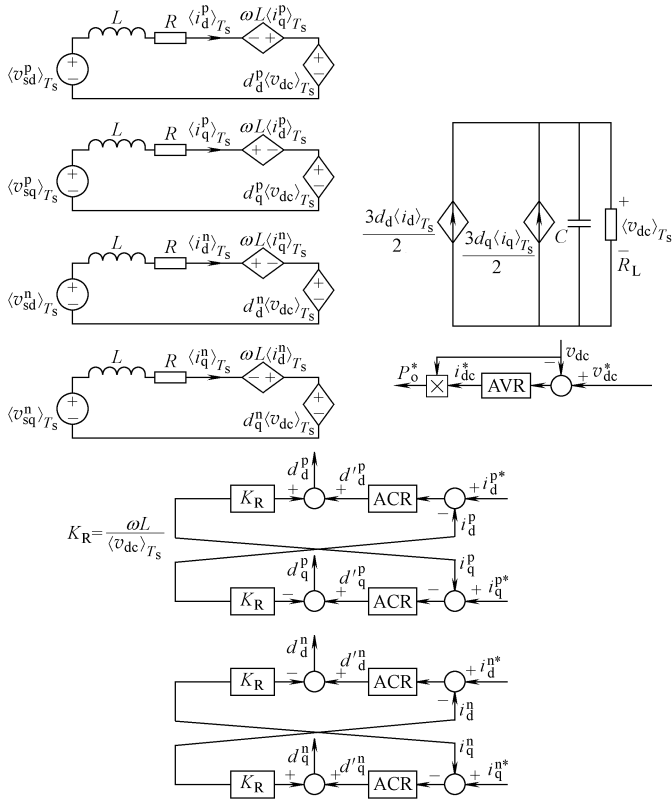


图 5-40 PWM 整流器在正、负序同步旋转坐标系下开关周期平均模型控制框图

示。因此，可以在正序和负序旋转坐标系下，对整流器正序和负序分量分别进行控制。

PWM 整流器在正、负序同步旋转坐标系下开关周期平均模型控制框图如图 5-40 所示。根据式 (5-97)，在正序和负序同步旋转坐标系下，PWM 整流器的正序电压、电流分量和负序电压、电流分量在交流侧相互解耦，因此只要给定整流器正序和负序电流基准，就可以对整流器网侧电流进行控制。如何给定整流器正序和负序电流基准，主要取决于不同的功率控制策略。在静止坐标系下，PWM 整流器网侧输入功率表示为

$$\begin{aligned}
 S_{in} &= \frac{3}{2} (\hat{v}_{s\alpha}^p + j\hat{v}_{s\beta}^p) (\hat{i}_{s\alpha}^p + j\hat{i}_{s\beta}^p)^* \\
 &= \frac{3}{2} [e^{j\omega t} (\hat{v}_{sd}^p + j\hat{v}_{sq}^p) + e^{-j\omega t} (\hat{v}_{sd}^n + j\hat{v}_{sq}^n)] [e^{j\omega t} (\hat{i}_{sd}^p + j\hat{i}_{sq}^p) + e^{-j\omega t} (\hat{i}_{sd}^n + j\hat{i}_{sq}^n)]^* \\
 &= \frac{3}{2} [(\hat{v}_{sd}^p \hat{i}_{sd}^p + \hat{v}_{sq}^p \hat{i}_{sq}^p - j\hat{v}_{sd}^p \hat{i}_{sq}^p + j\hat{v}_{sq}^p \hat{i}_{sd}^p) + e^{j2\omega t} (\hat{v}_{sd}^p \hat{i}_{sd}^n + \hat{v}_{sq}^p \hat{i}_{sq}^n - j\hat{v}_{sd}^p \hat{i}_{sq}^n +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \hat{v}_{sq}^p \hat{i}_{sd}^n) + (\hat{v}_{sd}^n \hat{i}_{sd}^n + \hat{v}_{sq}^n \hat{i}_{sq}^n - j \hat{v}_{sd}^n \hat{i}_{sq}^n + j \hat{v}_{sq}^n \hat{i}_{sd}^n) + e^{-j2\omega t} (\hat{v}_{sd}^n \hat{i}_{sd}^p + \hat{v}_{sq}^n \hat{i}_{sq}^p + j \hat{v}_{sd}^n \hat{i}_{sq}^p - \\
& j \hat{v}_{sq}^n \hat{i}_{sd}^p)] = [P_o + P_{\cos 2} \cos(2\omega t) + P_{\sin 2} \sin(2\omega t)] + \\
& j [Q_o + Q_{\cos 2} \cos(2\omega t) + Q_{\sin 2} \sin(2\omega t)] \quad (5-98)
\end{aligned}$$

根据式 (5-98), 当整流器输入电压、电流均不对称时, PWM 整流器网侧输入功率存在有功功率和无功功率, 而有功功率和无功功率均存在平均输入功率以及相应的工频的两倍频脉动量。需要指出的是, 由于三相三线整流器不存在零序电流通路, 三相四线整流器的零序电流分量控制目标为零, 因此这里不考虑整流器零序电压和电流的影响, 以三相三线整流器电路推导电网电压不平衡时整流器输入有功和无功功率分布为

$$\begin{bmatrix} P_o \\ Q_o \\ P_{\sin 2} \\ P_{\cos 2} \\ Q_{\sin 2} \\ Q_{\cos 2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sq}^n \\ \hat{v}_{sq}^p & -\hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sd}^n \\ \hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sd}^n & -\hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^p \\ \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sq}^n & \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p \\ -\hat{v}_{sd}^n & -\hat{v}_{sq}^n & \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p \\ \hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sq}^p & -\hat{v}_{sd}^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^p \\ I_q^p \\ I_d^n \\ I_q^n \end{bmatrix} \quad (5-99)$$

PWM 整流器网侧输入有功功率和无功功率表达式如式 (5-99) 所示, 式 (5-99) 中, P_o 、 Q_o 表示整流器网侧输入平均有功功率和平均无功功率, $P_{\cos 2}$ 、 $P_{\sin 2}$ 、 $Q_{\sin 2}$ 、 $Q_{\cos 2}$ 表示电网电压和输入电流不平衡时整流器网侧输入有功功率和无功功率的两倍频脉动量。根据式 (5-99), 电网电压不平衡时, 不同的整流器输入电流将会导致不同的整流器输入功率情况。当整流器网侧输入有功功率存在两倍频脉动量时, 整流器直流电压也必将存在两倍频脉动成分。整流器直流电压和开关侧直流母线电流可以表示为

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L = i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (5-100)$$

$$i_{dc} = i_{s\alpha} d_\alpha + i_{s\beta} d_\beta = \begin{bmatrix} d_d^p & d_q^p & d_d^n & d_q^n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p + i_d^n \cos(2\omega t) + i_q^n \sin(2\omega t) \\ i_q^p + i_q^n \cos(2\omega t) - i_d^n \sin(2\omega t) \\ i_d^n + i_d^p \cos(2\omega t) - i_q^p \sin(2\omega t) \\ i_q^n + i_q^p \cos(2\omega t) + i_d^p \sin(2\omega t) \end{bmatrix}$$

(5-101)

根据式 (5-101), 整流器网侧电流不平衡时, 开关侧直流母线电流含有 2 次脉动量, 整流器直流电压也必将存在两倍频脉动成分。结合式 (5-97), 整流器直

流电压的两倍频脉动将会引起整流器输入电流的 2 次脉动，结合式 (5-101)，整流器输入电流 2 次脉动又将引起开关侧直流电流和直流母线电压 4 次脉动，如此反复，在电网电压和输入电流不平衡时，直流电压将会包含 2、4 等偶次谐波分量。为了控制整流器直流侧电压不含有 2 次谐波，必须使式 (5-99) 中有功脉动分量幅值 $P_{\cos 2}$ 、 $P_{\sin 2}$ 为 0。

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3}P_o \\ \frac{2}{3}Q_o \\ \frac{2}{3}P_{\sin 2} \\ \frac{2}{3}P_{\cos 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sq}^n \\ \hat{v}_{sq}^p & -\hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sd}^n \\ \hat{v}_{sd}^n & -\hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^p \\ \hat{v}_{sq}^n & \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^p \\ I_q^p \\ I_d^n \\ I_q^n \end{bmatrix} \quad (5-102)$$

$$\begin{bmatrix} i_d^{p*} \\ i_q^{p*} \\ i_d^{n*} \\ i_q^{n*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sq}^n \\ \hat{v}_{sq}^p & -\hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sd}^n \\ \hat{v}_{sd}^n & -\hat{v}_{sq}^n & -\hat{v}_{sq}^p & \hat{v}_{sd}^p \\ \hat{v}_{sq}^n & \hat{v}_{sd}^n & \hat{v}_{sd}^p & \hat{v}_{sq}^p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3}P_o \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$= \frac{2P_o}{3 \{ [(\hat{v}_{sd}^p)^2 + (\hat{v}_{sq}^p)^2] - [(\hat{v}_{sd}^n)^2 + (\hat{v}_{sq}^n)^2] \}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}^p \\ \hat{v}_{sq}^p \\ -\hat{v}_{sd}^n \\ -\hat{v}_{sq}^n \end{bmatrix} \quad (5-103)$$

以图 5-40 中电压调节器输出 P_o^* 代入式 (5-103)，即可得到整流器正序和负序电流基准。以式 (5-103) 得到的整流器正序和负序电流基准进行电流控制，可以确保整流器直流侧电压无 2 次脉动，但整流器网侧电流存在负序分量。

在某些情况下，对整流器控制的首要目标主要不是直流侧电压稳定，而是交流侧电流对称，则整流器网侧电流基准为

$$\begin{bmatrix} i_d^{p*} \\ i_q^{p*} \\ i_d^{n*} \\ i_q^{n*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{v}_{sd}^p} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-104)$$

此时，整流器网侧输入功率为

$$S_i = P_o \left[1 + \frac{\hat{v}_{sd}^n}{\hat{v}_{sd}^p} \cos(2\omega t) + \frac{\hat{v}_{sq}^n}{\hat{v}_{sd}^p} \sin(2\omega t) \right] + jP_o \left[\frac{\hat{v}_{sq}^p}{\hat{v}_{sd}^p} + \frac{\hat{v}_{sq}^n}{\hat{v}_{sd}^p} \cos(2\omega t) - \frac{\hat{v}_{sd}^n}{\hat{v}_{sd}^p} \sin(2\omega t) \right] \quad (5-105)$$

5.3 三相四线 PWM 整流器的数学模型和控制

传统的在线式不间断电源（UPS）的结构如图 5-41 所示，后级逆变器输出接隔离变压器，隔离变压器既起电气隔离作用，又保证三相负载不平衡时 UPS 输出电压平衡对称。由于包含工频变压器，UPS 的体积比较大、重量比较重，并且变压器成本在 UPS 物料成本中占有相当大比重。

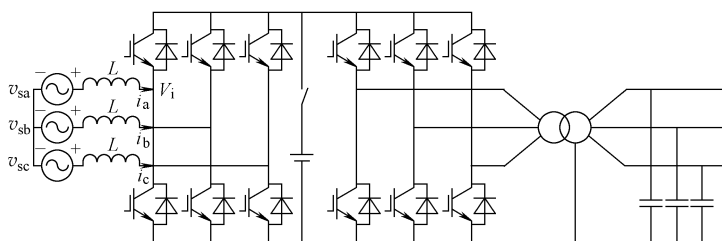


图 5-41 带隔离变压器的在线式 UPS 电路

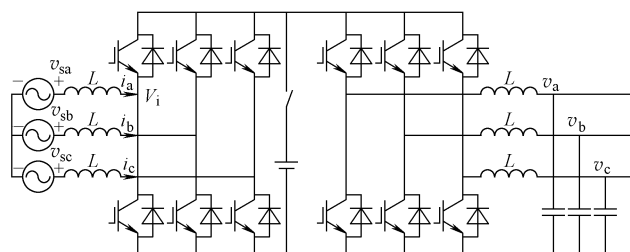


图 5-42 带隔离变压器的在线式 UPS 电路

如果采用图 5-42 所示非隔离结构 UPS，由于逆变器直流侧电源无分裂中点，通常的三相三线逆变器输出只有两个自由度，无法产生零序分量，在输出负载不平衡时，无法实现三相输出电压对称平衡。解决方法之一是，在三相逆变器输出滤波器后面加中点形成变压器（Neutral Formed Transformer, NFT），NFT 是将三相三线制电源转换为三相四线制电源的变压器，有两种结构形式：双绕组和单绕组结构。在需要输出隔离时，用双绕组变压器；不需要输出隔离时，用单绕组变压器（即自耦变压器），可以显著减轻重量。当三相负载不对称时，不对称负载产生的零序电流将流入变压器绕组，形成零序电压，三相零序电压同相，从而使三相电压不对称。减小零序阻抗、限制不对称负载是减小三相电压不对称度的措施。也就是说，

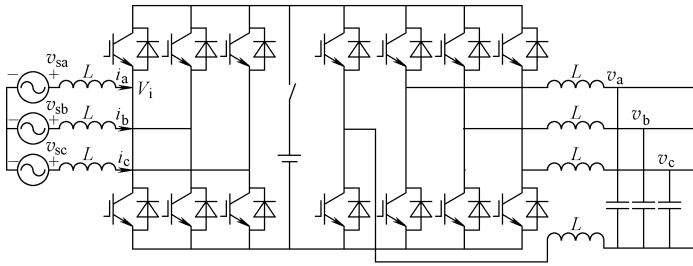


图 5-43 不带隔离变压器的在线式 UPS 电路（三相四桥臂逆变器）

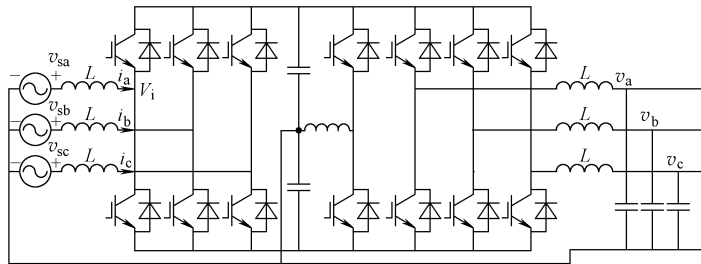


图 5-44 不带隔离变压器的在线式 UPS 电路（三相四线整流器输入）

使用 NFT 后可以带不对称负载，但是输出电压仍不是完全对称，NFT 用在三相负载的不对称度较小的场合较好；另外，NFT 是一个低频变压器，体积较大、重量较重。

图 5-43 和图 5-44 是两种常见的不带隔离变压器的在线式 UPS 电路，其中，图 5-43 的整流器部分为三相三线结构，用以实现输入侧电流功率因数校正和控制直流母线电压；逆变器部分为三相四桥臂结构。四桥臂三相逆变器把输出中点连到第四个桥臂的中间，可以让中线上流过电流，从而具备了带非对称负载的能力，其根本原因在于通过控制第四个桥臂，调节 ON 两点电位为 0，从而保证逆变器输出三相电压平衡对称，一般可以采用立体空间矢量调制策略，如图 5-45 所示。与三相四线半桥式逆变器相比，四桥臂逆变器具有较高的直流电压利用率。

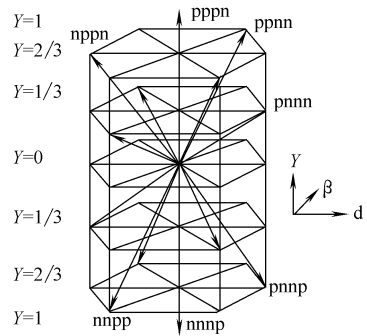


图 5-45 四桥臂变换器
立体空间矢量图

5.3.1 三相四线 PWM 整流器的数学模型

四桥臂逆变器是为了提高单直流电源供电的三相逆变器在负载不平衡时的输出电压平衡能力而设计的，如果三相逆变器采用正、负直流母线供电，则三个逆

变桥臂有三个自由度，在负载不平衡时可以实现交流输出电压平衡，如图 5-44 所示。图 5-44 所示的在线式 UPS 整流器和逆变器部分均采用三相四线结构，三相四线整流器用以实现输入侧电流功率因数校正和控制直流母线电压；三相四线逆变器用以控制三相输出交流电压。一般为了使三相四线逆变器控制简单，正、负直流母线电压应该对称相等。三相四线整流器由于存在三个自由度，理论上可以实现直流母线电压的均压控制，代价是整流器输入中线上存在电流，通常这是不希望的，因此单独增加一个直流母线电压均压桥臂，专门控制正、负直流母线电容电压对称。

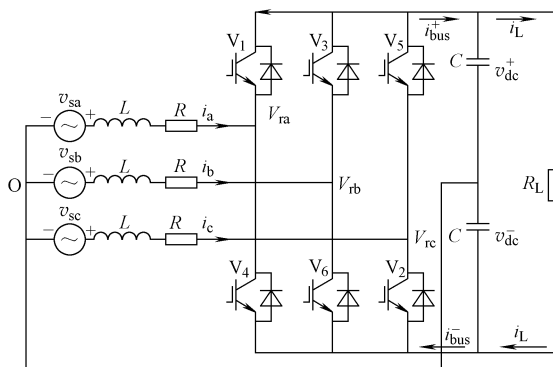


图 5-46 三相四线 PWM 整流器原理电路

三相四线 PWM 整流器电路图如图 5-46 所示。图 5-47 中， $V_1 \sim V_6$ 为主开关管； v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 分别表示三相电网电压； i_a 、 i_b 、 i_c 分别表示整流器的网侧输入电流； i_{dc} 表示整流器的直流侧输出电流； i_L 表示整流器的直流侧负载电流； v_{dc}^+ 和 v_{dc}^- 分别表示整流器正、负直流母线电压； C 和 L 分别表示整流器输出直流滤波电容和各相滤波电感； R 为电感内阻和线路阻抗， R_L 表示整流器直流侧负载电阻， O 点为交流电压参考点。记整流器的总的输出直流电压表示为 v_{dc} ，整流器正、负直流母线电压差表示为 Δv_{dc} ，则有

$$\begin{cases} v_{dc} = v_{dc}^+ + v_{dc}^- \\ \Delta v_{dc} = v_{dc}^+ - v_{dc}^- \end{cases} \quad (5-106)$$

推导式 (5-106)，可得

$$\begin{cases} v_{dc}^+ = \frac{\Delta v_{dc}}{2} + \frac{v_{dc}}{2} \\ v_{dc}^- = -\frac{\Delta v_{dc}}{2} + \frac{v_{dc}}{2} \end{cases} \quad (5-107)$$

设开关管是理想器件， S_a^* 、 S_b^* 、 S_c^* 分别表示三相桥臂的开关函数，定义 $S_{x(x=a,b,c)}^* = 1$ 代表对应的桥臂上管导通、下管关断， $S_{x(x=a,b,c)}^* = -1$ 代表对应的

桥臂下管导通、上管关断。以 a 相桥臂为例, 当整流器 a 相桥臂上管开通 ($S_a^* = 1$) 时, a 相开关管侧电压 v_{ra} 对 O 点电压表示为 v_{dc}^+ , 当整流器 a 相桥臂下管开通 ($S_a^* = -1$) 时, a 相开关管侧电压 v_{ra} 对 O 点电压表示为 $-v_{dc}^-$, 结合式 (5-107) 可以得到 a 相开关管侧电压 v_{ra} 表示为

$$v_{ra} = \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_a^* \frac{v_{dc}}{2} \quad (5-108)$$

在图 5-46 所示的三相四线 PWM 整流器电路中, 输入侧各相电网电压 $v_{sx}(x=a,b,c)$ 与开关电压 $v_{rx}(x=a,b,c)$ 之差为对应相电感 (包含寄生电阻) 上承受的电压, 由此可以得到

$$\begin{cases} v_{sa} = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + v_{ra} \\ v_{sb} = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + v_{rb} \\ v_{sc} = i_c R + L \frac{di_c}{dt} + v_{rc} \end{cases} \quad (5-109)$$

把式 (5-108) 代入式 (5-109), 可以得到

$$\begin{cases} v_{sa} = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_a^* \frac{v_{dc}}{2} \\ v_{sb} = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_b^* \frac{v_{dc}}{2} \\ v_{sc} = i_c R + L \frac{di_c}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_c^* \frac{v_{dc}}{2} \end{cases} \quad (5-110)$$

三相四线整流器直流侧正、负直流母线电压分别表示为

$$\begin{cases} C \frac{dv_{dc}^+}{dt} = i_{bus}^+ - \frac{v_{dc}}{R_L} \\ C \frac{dv_{dc}^-}{dt} = i_{bus}^- - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (5-111)$$

根据开关函数定义, 整流器开关侧正、负直流母线电流分别表示为

$$\begin{cases} i_{bus}^+ = \frac{1+S_a^*}{2} i_a + \frac{1+S_b^*}{2} i_b + \frac{1+S_c^*}{2} i_c \\ i_{bus}^- = \frac{S_a^*-1}{2} i_a + \frac{S_b^*-1}{2} i_b + \frac{S_c^*-1}{2} i_c \end{cases} \quad (5-112)$$

把式 (5-112) 代入式 (5-111), 可以得到三相四线整流器直流侧正、负直流母线电压为

$$\begin{cases} C \frac{dv_{dc}}{dt} = C \frac{d(v_{dc}^+ + v_{dc}^-)}{dt} = i_a S_a^* + i_b S_b^* + i_c S_c^* - 2 \frac{v_{dc}}{R_L} \\ C \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} = C \frac{d(v_{dc}^+ - v_{dc}^-)}{dt} = i_a + i_b + i_c \end{cases} \quad (5-113)$$

结合式 (5-110) 和式 (5-113) 可以列出三相四线 PWM 整流器的基本方程为

$$\begin{cases} v_{sa} = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_a^* \frac{v_{dc}}{2} \\ v_{sb} = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_b^* \frac{v_{dc}}{2} \\ v_{sc} = i_c R + L \frac{di_c}{dt} + \frac{\Delta v_{dc}}{2} + S_c^* \frac{v_{dc}}{2} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_a S_a^* + i_b S_b^* + i_c S_c^* - 2 \frac{v_{dc}}{R_L} \\ C \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} = i_a + i_b + i_c \end{cases} \quad (5-114)$$

采用跟三相三线整流器相同的处理方法, 首先把式 (5-114) 化为状态空间矢量形式 (静止 abc 坐标系下), 即

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \\ \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{S_a^*}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{S_b^*}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{S_c^*}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{S_a^*}{C} & \frac{S_b^*}{C} & \frac{S_c^*}{C} & -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{dc} \\ \Delta v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (5-115)$$

仿照三相三线整流器的处理方法, 引入开关周期平均算子, 对式 (5-115) 求开关周期平均, 在假定一个开关周期内, 交流输入电感电流和直流输出电容电压近似不变的前提下, 可以得到

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{\langle S_a^* \rangle_{T_s}}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{\langle S_b^* \rangle_{T_s}}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\langle S_c^* \rangle_{T_s}}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{\langle S_a^* \rangle_{T_s}}{C} & \frac{\langle S_b^* \rangle_{T_s}}{C} & \frac{\langle S_c^* \rangle_{T_s}}{C} & -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\
&\quad \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-116)
\end{aligned}$$

定义 a、b、c 相的占空比为

$$d_a = \frac{\langle S_a^*(t) \rangle_{T_s} + 1}{2} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{S_a^*(\tau) + 1}{2} d\tau \quad (5-117)$$

$$d_b = \frac{\langle S_b^*(t) \rangle_{T_s} + 1}{2} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{S_b^*(\tau) + 1}{2} d\tau \quad (5-118)$$

$$d_c = \frac{\langle S_c^*(t) \rangle_{T_s} + 1}{2} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{S_c^*(\tau) + 1}{2} d\tau \quad (5-119)$$

将占空比的表达式代入式 (5-116)，可以得到

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_a \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_b \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_c \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{2d_a - 1}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{2d_b - 1}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{2d_c - 1}{2L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{2d_a - 1}{C} & \frac{2d_b - 1}{C} & \frac{2d_c - 1}{C} & -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\
&\quad \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-120)$$

根据式 (5-120)，当整流器零线电流可以引起其直流侧正、负母线电容电压不均压 ($\Delta v_{dc} \neq 0$)，三相四线整流器开关周期平均模型如图 5-47 所示。

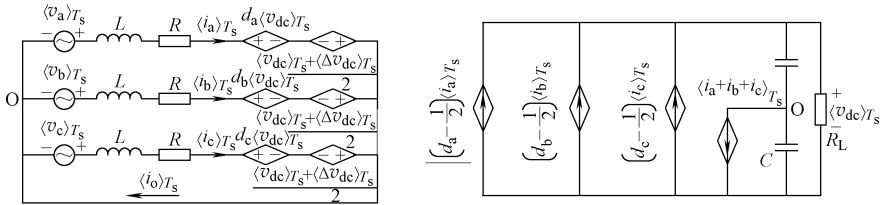


图 5-47 三相四线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路

参照三相三线整流器的处理方法，建立三相四线整流器静止坐标系下的开关周期平均模型。结合 Clark 变换式 (5-40) 和逆变换式 (5-45)，对式 (5-120) 所示的三相四线 PWM 整流器状态方程推导可得

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0} \left(-\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} [\langle v_{dc} \rangle_{T_s}] + \frac{1}{2L} \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{1}{L} \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta 0} \left(-R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \\ d_0 \end{bmatrix} \right) \end{aligned}$$

$$[\langle v_{dc} \rangle_{T_s}] + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} \begin{bmatrix} \langle v_{s\alpha} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s\beta} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s0} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-121)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{2d_a-1}{C} & \frac{2d_b-1}{C} & \frac{2d_c-1}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_a \rangle_{T_s} \\ \langle i_b \rangle_{T_s} \\ \langle i_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \\ &= \left(\frac{2}{C} \left[\mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} \begin{bmatrix} d_\alpha & 0 \\ d_\beta & 0 \\ d_0 & 0 \end{bmatrix} \right]^T + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \right) \mathbf{T}_{\alpha\beta 0/abc} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-122) \end{aligned}$$

整理式 (5-121) 和式 (5-122) 可以得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\langle i_\alpha \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_\beta \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-d_\alpha}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-d_\beta}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\sqrt{2}-2d_0}{2L} & -\frac{\sqrt{2}}{2L} \\ \frac{3d_\alpha}{C} & \frac{3d_\beta}{C} & \frac{3d_0-\frac{3}{\sqrt{2}}}{C} & -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{\sqrt{2}C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle_{T_s} \\ \langle i_\beta \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{s\alpha} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s\beta} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s0} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-123) \end{aligned}$$

式 (5-123) 为 PWM 整流器在静止坐标系下的开关周期平均模型。式 (5-123)

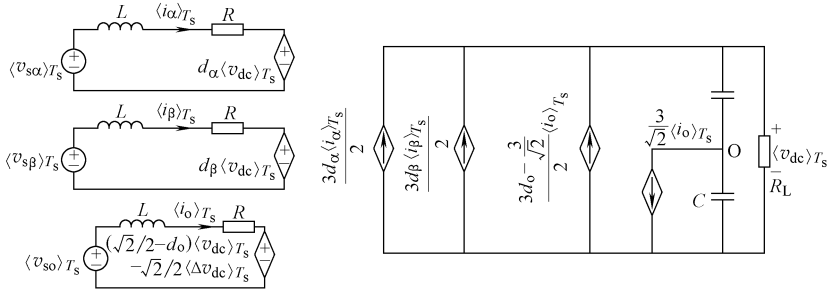


图 5-48 三相四线 PWM 整流器在静止坐标系下开关周期平均模型的等效电路

中, i_α 、 i_β 、 i_o 为 i_a 、 i_b 、 i_c 变换至 $\alpha\beta o$ 静止坐标系下的值; d_α 、 d_β 、 d_o 为 d_a 、 d_b 、 d_c 变换至 $\alpha\beta o$ 坐标系下的值; $v_{s\alpha}$ 、 $v_{s\beta}$ 、 v_{so} 为 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 变换至 $\alpha\beta o$ 坐标系下的值, 根据该模型绘制 PWM 整流器等效电路如图 5-48 所示。对式 (5-123) 进行推导, 建立同步旋转坐标系下三相四线整流器的开关周期平均模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle T_s \\ \langle i_q \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta o/dq0} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle T_s \\ \langle i_\beta \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} \right) = \mathbf{T}_{\alpha\beta o/dq0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle T_s \\ \langle i_\beta \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} + \frac{d\mathbf{T}_{\alpha\beta o/dq0}}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle T_s \\ \langle i_\beta \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{T}_{\alpha\beta o/dq0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle T_s \\ \langle i_\beta \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle T_s \\ \langle i_q \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} \quad (5-124) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle T_s \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle T_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{3d_\alpha}{C} & \frac{3d_\beta}{C} & \frac{3d_o - \frac{3}{\sqrt{2}}}{C} \\ 0 & 0 & \frac{3}{\sqrt{2}C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_\alpha \rangle T_s \\ \langle i_\beta \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle T_s \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle T_s \end{bmatrix} \\ &= \left(\frac{3}{C} \mathbf{T}_{dq0/\alpha\beta o} \begin{bmatrix} d_d & 0 \\ d_q & 0 \\ d_0 & 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-3}{\sqrt{2}C} \\ 0 & 0 & \frac{3}{\sqrt{2}C} \end{bmatrix} \right) \mathbf{T}_{dq0/\alpha\beta o} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle T_s \\ \langle i_q \rangle T_s \\ \langle i_o \rangle T_s \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle T_s \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle T_s \end{bmatrix} \quad (5-125) \end{aligned}$$

整理式 (5-124) 和式 (5-125), 可以得到

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 & \frac{-d_d}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-d_q}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\sqrt{2}-2d_o}{2L} & -\frac{\sqrt{2}}{2L} \\ \frac{3d_d}{C} & \frac{3d_q}{C} & \frac{3d_o-\frac{3}{\sqrt{2}}}{C} & -\frac{2}{CR_L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{\sqrt{2}C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s0} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-126)$$

图 5-49 是三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的开关周期平均模型的等效电路，图中的各符号和式 (5-126) 相同。与三相三线整流器相同，三相四线整流器在 dq 同步旋转坐标系下，dq 轴电流之间不独立，存在耦合关系。与三相三线整流器不同点在于，三相四线 PWM 整流器存在零序电流通路，电网电压零序分量、开关占空比零序分量都有可能引起整流器零序电流，导致三相网侧输入电流不对称。

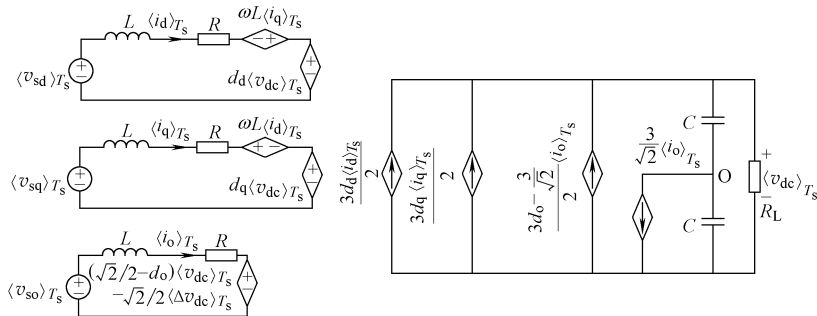


图 5-49 三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的开关周期平均模型的等效电路

上面建立了三相三线和三相四线整流器的数学模型，根据数学模型，比较图 5-6 所示的三相三线 PWM 整流器开关周期平均模型等效电路和图 5-48 所示的三相

四线整流器开关周期平均模型的等效电路,可以得到如下结果:三相三线整流器交流侧不存在零序电流通路、交流侧参考点和直流侧参考点之间始终存在零序电压差;三相四线整流器交流侧存在零线电流通路,输入侧参考点和负载侧中点等电位,三相四线整流器的零序电流受到零序开关函数、直流母线电压差和电网电压零序分量的影响。由于开关器件死区的存在,开关函数必然存在零序分量,直流母线滤波电容容量差异和输出负载差异又会造成正、负直流母线存在电压差,电网电压质量不好时也会产生零序电压分量,上述因素均会导致输入滤波电感电流零序分量的产生,而三相四线整流器交流侧零序电流又会影响直流侧正、负母线电压不平衡,在控制上必须有所考虑。

5.3.2 三相四线 PWM 整流器的控制

根据图 5-47 所示的三相四线 PWM 整流器开关周期平均模型的等效电路,三相四线整流器由于存在零序电流通路,其零序电流受到零序开关函数、直流母线电压差和电网电压零序分量的影响;同时三相四线整流器零序电流又会影响直流侧正、负母线电压平衡度,即通过调节整流器零序电流大小就可以解决整流器直流侧正、负直流母线电压均压问题。对于三相四线整流器,一般安全规范要求其零线电流低于某一量值,否则会导致较高的零地电压差,因此本书在对三相四线整流器的控制中,其主要思路是控制输入侧三相电流对称,零线电流的控制目标为零,对于由直流负载不平衡等其他因素导致的输出侧正、负直流母线不对称,设计专门的直流侧均压桥臂,专门控制正、负直流母线电容电压平衡,如图 5-50 所示。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 & \frac{-d_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-d_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\sqrt{2}-2d_o}{2L} \\ \frac{3d_d}{C} & \frac{3d_q}{C} & \frac{3d_o-\frac{3}{\sqrt{2}}}{C} & -\frac{2}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle i_0 \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\
 &\quad \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s0} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-127)
 \end{aligned}$$

假设图 5-50 中直流母线均压桥臂可以确保三相四线整流器正、负直流母线电

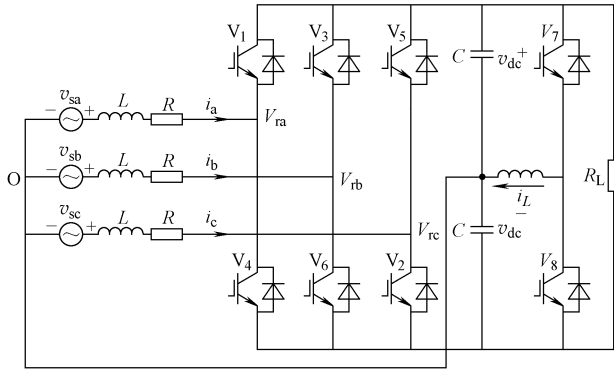


图 5-50 三相四线整流器和均压电路

压均压，则式 (5-126) 所示的三相四线 PWM 整流器开关周期平均模型可以简化为式 (5-127) 所示，图 5-49 所示的三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的开关周期平均模型的等效电路可以简化为图 5-51 所示。图 5-51 中的各符号和图 5-49 相同，区别在于图 5-51 的前提是正、负直流母线电压均压。在直流母线电压均压的前提下，三相四线整流器的控制目标与三相三线整流器相同，即控制交流输入电流对称，且具有单位功率因数、直流母线总电压稳定；三相四线整流器与三相三线整流器的不同点在于存在零序电流通路，电网电压零序分量、开关占空比零序分量都有可能引起整流器零序电流，导致三相网侧输入电流不对称，因此有必要在三相四线 PWM 整流器控制环路中增加零序电流环。

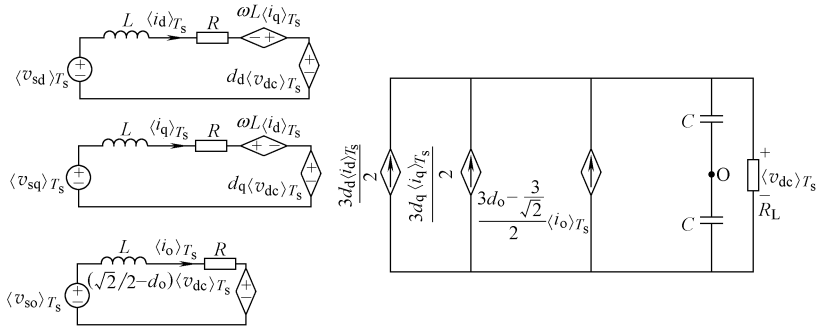


图 5-51 三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下开关周期平均模型的等效电路

三相四线 PWM 整流器在同步坐标系下的控制框图如图 5-52 所示，采用电压、电流双闭环控制，内环是 d 轴、q 轴、0 轴电流环，采用 PI 调节器 ACR 电流环带宽较宽，目的是控制电流功率因数为 1，0 轴电流环基准设为 0，如果整流器前端未接 EMI 滤波器，q 轴电流基准也设为 0；外环是电压环，采用 PI 调节器 AVR 目的是调节直流母线电压，电压环的输出作为 d 轴电流环基准电流。

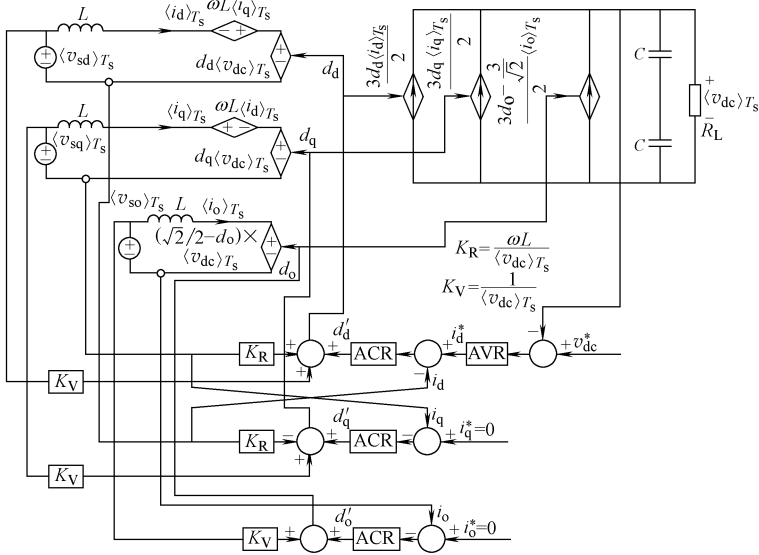


图 5-52 三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的控制框图

由于在同步旋转坐标系下的整流器模型电流环存在耦合关系，因此在控制环路中，有必要增加电流环解耦控制，同时为了提高整流器对于电网扰动的响应速度，引入电网电压前馈调节。为了合理设计整流器补偿网络，需要首先分析变换器动态小信号模型。推导小信号模型，首先要确定直流工作点。设定变换器在直流工作点的输入、输出的电压、电流和占空比分别为： V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 、 V_{dc} 、 D_d 、 D_q ，根据式 (5-127)，并忽略电感寄生电阻，可以得到直流工作点模型如下式所示：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_d}{dt} \\ L \frac{dI_q}{dt} \\ L \frac{dI_o}{dt} \\ \frac{C dV_{dc}}{2 \frac{dt}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega L & 0 & -D_d \\ -\omega L & 0 & 0 & -D_q \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} - D_o \\ \frac{3}{2} D_d & \frac{3}{2} D_q & \frac{3D_o}{2} - \frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-128)$$

化简得到

$$\begin{cases} V_{sd} + \omega L I_q - D_d V_{dc} = 0 \\ V_{sq} - \omega L I_d - D_q V_{dc} = 0 \\ 2V_{s0} + (\sqrt{2} - 2D_o) V_{dc} = 0 \\ \frac{3}{2} D_d I_d + \frac{3}{2} D_q I_q + \left(\frac{3D_o}{2} - \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) I_o = \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (5-129)$$

需要指出, 式 (5-129) 的直流工作点方程仅在三相输入电网电压对称平衡的条件下成立, 在电网电压不对称时, 由于三相电压同时存在正序、负序和零序分量, 在按照正序确立的同步旋转坐标系下, 其表现出来的 V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 上存在低频波动, 导数不等于零。三相四线整流器在 $dq0$ 旋转坐标系下的小信号扰动模型如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_0}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & \frac{-D_d}{L} \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{-D_q}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}-2D_o}{2L} \\ \frac{3D_d}{C} & \frac{3D_q}{C} & \frac{3D_o-3/\sqrt{2}}{C} & -\frac{2}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{i}_0 \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{V_{dc}}{L} \\ \frac{3I_d}{C} & \frac{3I_q}{C} & \frac{3I_0}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \\ \hat{d}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \\ \hat{v}_{s0} \end{bmatrix} \quad (5-130)$$

根据式 (5-130) 得到三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的小信号模型等效电路如图 5-53 所示。

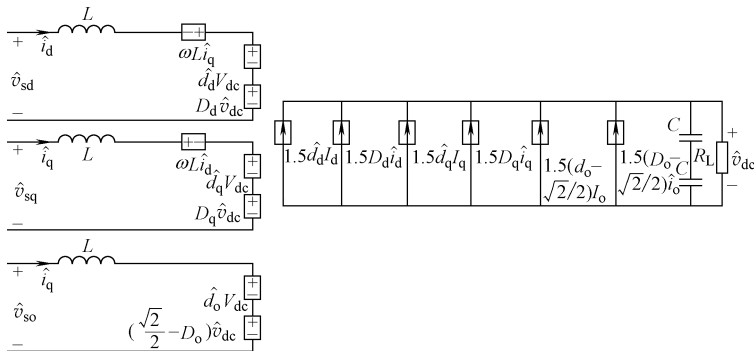


图 5-53 三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下的小信号模型等效电路

根据图 5-52 所示的 PWM 整流器控制框图, 在对电流环解耦之后, 整流器的占空比为

$$d_d = H_i(i_d^* - i_d) + \frac{\omega L}{v_{dc}} i_q = d'_d + \frac{\omega L}{v_{dc}} i_q \quad (5-131)$$

$$d_q = H_i(i_q^* - i_q) - \frac{\omega L}{v_{dc}} i_d = d'_q - \frac{\omega L}{v_{dc}} i_d \quad (5-132)$$

根据式 (5-131) 和式 (5-132), 式 (5-126) 可以改写为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_d \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_q \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle i_o \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{d'_d}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{d'_q}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{\sqrt{2}-2d_o}{2L} \\ \frac{3d'_d}{C} & \frac{3d'_q}{C} & \frac{3d_o-3/\sqrt{2}}{C} & -\frac{2}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_d \rangle_{T_s} \\ \langle i_q \rangle_{T_s} \\ \langle i_o \rangle_{T_s} \\ \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{s0} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-133)$$

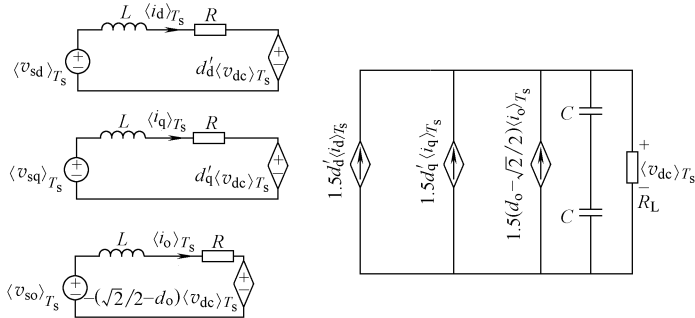


图 5-54 三相四线 PWM 整流器在同步旋转坐标系下
开关周期平均模型的等效电路

根据式 (5-133), 解耦之后的三相四线 PWM 整流器模型的等效电路如图 5-54 所示。为了推导解耦之后的电路小信号模型, 首先要确定直流工作点。忽略电感寄生电阻, 设定解耦之后变换器在直流工作点的输入、输出的电压、电流和占空比分别为: V_{sd} 、 V_{sq} 、 I_d 、 I_q 、 V_{dc} 、 D'_d 、 D'_q , 根据式 (5-133) 可以得到直流工作点模型如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_o}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{D'_d}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D'_q}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}-2D_o}{2L} \\ \frac{3D'_d}{C} & \frac{3D'_q}{C} & \frac{3D_o-3/\sqrt{2}}{C} & -\frac{2}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-134)$$

化简式 (5-134)，得到

$$\begin{cases} V_{sd} - D'_d V_{dc} = 0 \\ V_{sq} - D'_q V_{dc} = 0 \\ V_{s0} + (\sqrt{2} - 2 - D_o) V_{dc} = 0 \\ D'_d I_d + D'_q I_q + (D_o - \sqrt{2} - 2) I_o = 2V_{dc} - 3R_L \end{cases} \quad (5-135)$$

按照小信号模型的定义，推导得到三相四线 PWM 整流器解耦之后在 DQ 旋转坐标系下的小信号扰动模型，如下式所示：

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_o}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-D'_d}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-D'_q}{L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}-2D_o}{2L} \\ \frac{3D'_d}{C} & \frac{3D'_q}{C} & \frac{3D_o-3/\sqrt{2}}{C} & -\frac{2}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{i}_o \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{V_{dc}}{L} \\ \frac{3I_d}{C} & \frac{3I_q}{C} & \frac{3I_o}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}'_d \\ \hat{d}'_q \\ \hat{d}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \\ \hat{v}_{s0} \end{bmatrix} \quad (5-136)$$

其小信号模型等效电路如图 5-31 所示。根据图 5-55，三相四线 PWM 整流器小信号模型等效为输出并联的 Boost 型直流变换器，电流环设计时认为是三个互不影响的独立的电流环路，可以按照单输入单输出系统进行补偿器参数设计。

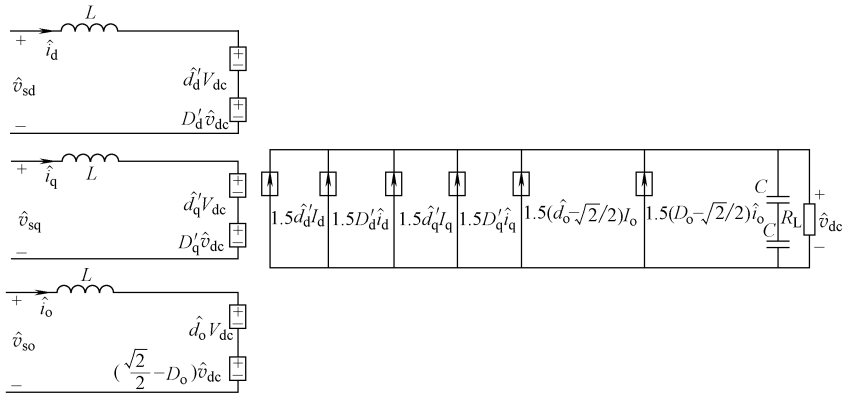


图 5-55 三相四线 PWM 整流器解耦之后在同步旋转坐标系下的小信号模型等效电路

根据式 (5-136)，解耦之后整流器小信号模型的电压、电流环传递函数为

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \\ \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}'_q(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \\ \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}'_o(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \\ \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{1.5D'_d R_L}{1 + 0.5sCR_L} \end{array} \right. \quad (5-137)$$

解耦后，三相四线 PWM 整流器等效控制框图如图 5-56 所示，电流环采用 PI 调节器 ACR，电压环采用 PI 调节器 AVR。首先，三相电网相电压经锁相环计算求出跟踪角度；经三相静止到旋转坐标变换（abc→dq0）求出相电压在旋转坐标系下的分量有功电压 v_d 、无功电压 v_q 、零序电压 v_0 ；三相相电流（ i_a 、 i_b 、 i_c ）经三相静止到旋转坐标变换（abc→dq0）求出相电流在旋转坐标系下的分量有功电流（ i_d ）、无功电流（ i_q ）；零序电流直接从中线获取。母线的电压给定（ V_{dc}^* ）和电压反馈（ V_{dc} ）的误差，经母线电压调节器后形成有功电流给定（ i_d^* ）。各电流给定（ i_d^* 、 i_q^* 、 i_0^* 。其中， i_q^* 为交流电容电流， i_0^* 为 0）与各电流反馈（ i_d 、 i_q 、 i_0 ）的差值经电流调节器加电压前馈和解耦量前馈后，经旋转到静止坐标变换（dq0→abc）和 SPWM 发生器后，发出三相 PWM 开关波形驱动开关管。需要指出的是，通常的三相三线整流器一般采用空间矢量调制（SVM），由于 SVM 无法把零序基准信息反映到 6 个开关管上，在这里无法采用，这里采用了将 dq0 轴的开关管侧电压

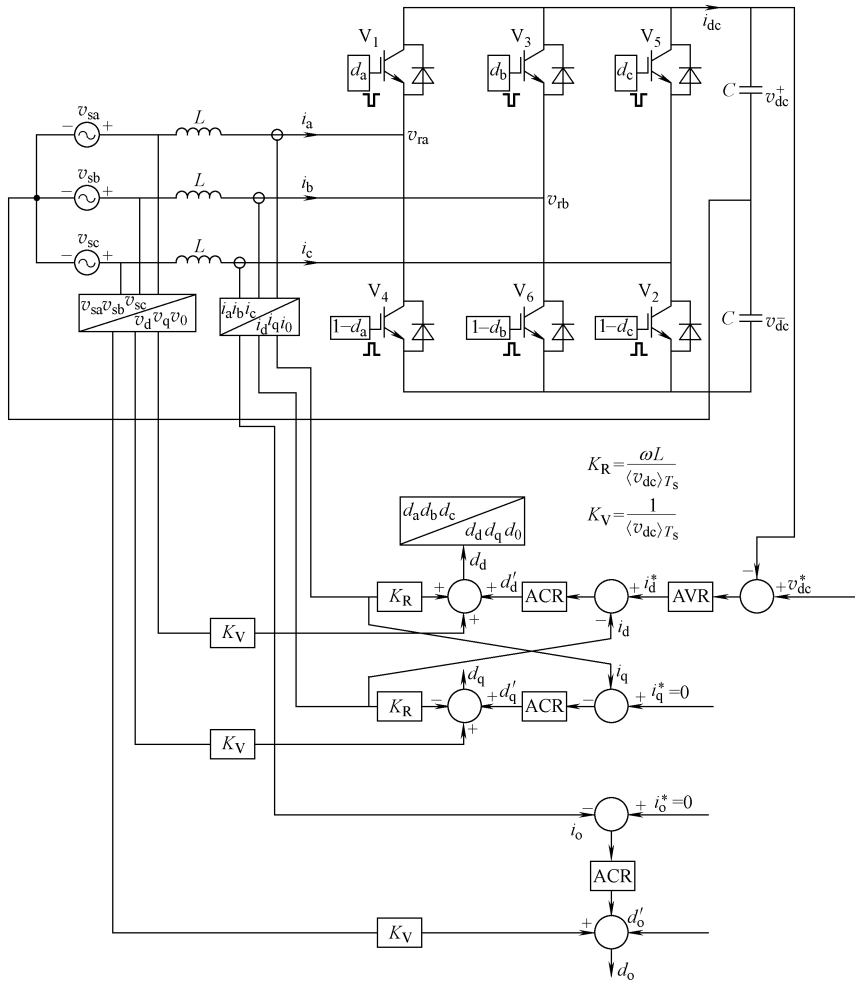


图 5-56 解耦后三相四线 PWM 整流器等效控制框图

基准变换到 abc 静止坐标系下再进行 SPWM 的方法产生三相 PWM 开关波形驱动开关管。需要指出的是，控制环路最终输出的占空比信号包含零序分量，由于常规的二维空间矢量调制方法无法把零序基准信息反映到开关管上，在调制时不能采用常规的二维空间矢量调制方法，可以把在 dq0 同步坐标系下的占空比信号转换到三相静止 abc 坐标系下进行 PWM 控制，或者采用三维空间矢量调制方法。

图 5-57 所示的三相四线 PWM 整流器等效控制框图中，没有考虑直流母线正、负电压的均压控制。实际上，正、负母线电压差可以由控制零序电流来间接控制，但这将会存在中性线电流。正、负母线电压差由专门的平衡电路来调节，所以从减少中性线电流来考虑，控制零序电流基准为 0。需要指出的是，由于三相电感电流中存在大量电流开关谐波，直接通过三相电流旋转变换得到的零序电流中存在大量的开

关次谐波电流,掩盖了中线电流中的低次谐波,如果用这个量作为零线电流反馈,会给零序电流环路的设计带来困难,一般可以把零序电流滤除开关纹波之后的值作为电流反馈。

前述分析给出了三相四线 PWM 整流器控制环路设计,下面分析图 5-57 所示的直流母线电压均压桥臂的控制。

均压桥臂的控制前提是要建立被控对象的数学模型。令正母线电压为 $v_{dc} +$, 负母线电压为 $v_{dc} -$, 均压桥臂状态方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_L \rangle_{T_s}}{dt} \\ \frac{d\langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle_{T_s} \\ \langle \Delta v_{dc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2d-1}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} \\ \langle i_o \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5-138)$$

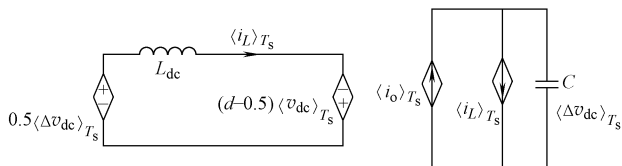


图 5-58 均压桥臂开关周期平均模型

均压桥臂的功能是稳定正负母线电压差为零,根据图 5-58 的均压桥臂开关周期平均模型,可采用普通的电压外环、电流内环的双闭环控制器,如图 5-59 所示。其中,电压外环和电流内环均采用 PI 调节器。控制系统的具体工作过程如下:正、负母线电压差经过电压环调节器后输出信号作为平衡电感电流基准,平衡电感电流基准与平衡电感电流反馈 (i_L) 之差经电流环 PI 调节器后,输出 PWM 互补驱动信号,驱动平衡桥臂开关动作。

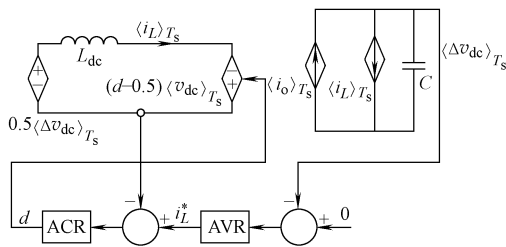


图 5-59 均压桥臂控制框图

5.4 交流电源锁相环技术

对于本书所述的三相 PFC 变换器,当采用基于同步旋转坐标系的空间矢量调制时,有必要实时掌握电网电压的相位信息,以方便计算交、直轴的电压、电流坐标变换以及瞬时的有功和无功率。同样,对于其他电力电子变换器,如不间断电

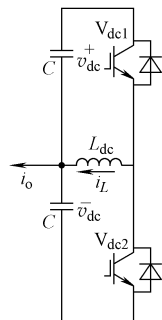


图 5-57 三相四线 PWM 整流器均压桥臂

源、有源滤波器、静止无功补偿器、感应加热电源等，为了实现有效的控制，也必须掌握交流电网的频率和相位信息。目前电力电子领域中主要是采用锁相环（Phase Locked Loop，PLL）技术进行相位同步和频率跟踪，锁相环的性能对于交流电源系统控制至关重要。

锁相环技术是一种相位负反馈控制技术，作用是利用环路反馈原理实现外部输入信号与内部振荡信号同步。典型的锁相环电路由鉴相器（Phase Detector）、低通滤波器（Low Pass Filter，LPF）和压控振荡器（Voltage Controlled Oscillator，VCO）组成，如图 5-60 所示。

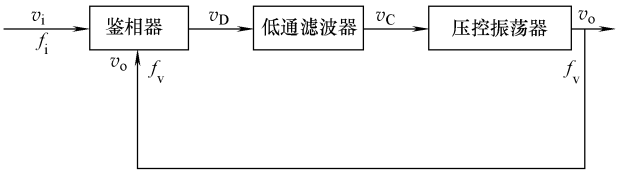


图 5-60 锁相环电路

图 5-60 所示的锁相环电路中，设被同步的信号 v_i 已经被调整为占空比为 0.5 的矩形波，同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 输入到鉴相器中，鉴相器将输入信号与反馈信号的相位差转化为与之成正比的电压信号，该电压信号经过低通滤波器滤波后作为压控振荡器的输入信号，调节压控振荡器的输出频率和相位，从而实现输入与输出信号的同步。

最简单的鉴相器可以用异或门电路表示，如图 5-61 所示。图 5-61 所示的鉴相器，其输入信号必须为占空比是 0.5 的矩形波信号，当同步信号 v_i 和反馈信号 v_o

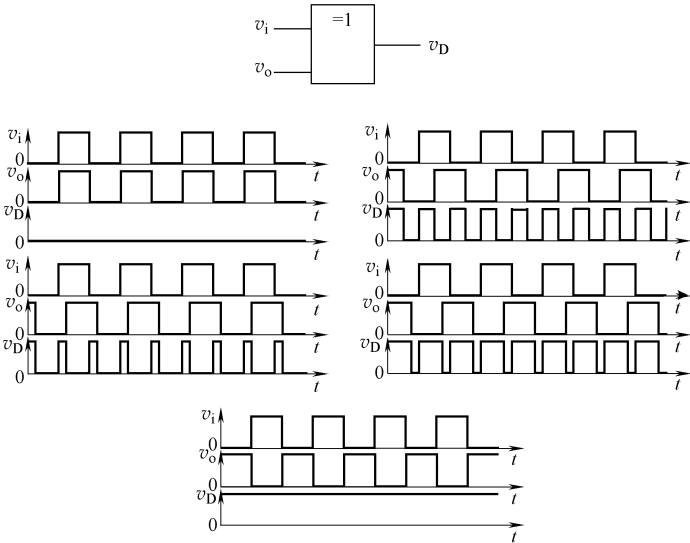


图 5-61 鉴相器输入输出波形

相位相同时, 鉴相器输出信号为低电平; 当同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 相位逐渐增加时, 鉴相器输出信号为一定占空比的矩形波, 占空比随同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 相位差增加而增加; 当同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 相位相差 180° 时, 鉴相器输出信号为高电平。显然, 以异或门表示的鉴相器, 只能检测 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之内的相差。在实际的鉴相器中, 可以通过对输入信号分频的方法解决这个鉴相缺陷。

鉴相器输出信号为一定占空比的矩形波, 为了把占空比信号转换为压控振荡器可以使用的模拟信号, 需要引入低通滤波器, 滤波器输入、输出波形如图 5-62 所示。锁相环系统中的低通滤波器除了起滤波作用外, 还有调整环路参数的功能, 常用的 RC 低通滤波器如图 5-63 所示。

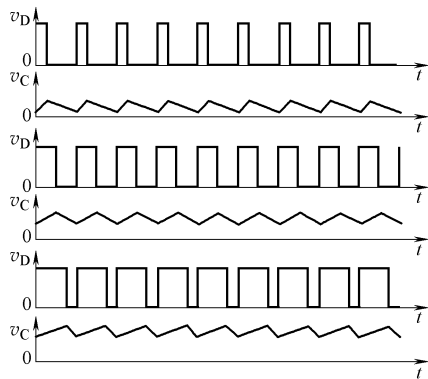


图 5-62 滤波器输入、输出波形

RC 低通滤波器传递函数为

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1/\tau}{s + 1/\tau} \quad \tau = RC \quad (5-139)$$

除了 RC 低通滤波器, 常用的锁相环滤波器还有无源比例积分 (PI) 滤波器和有源比例积分 (PI) 滤波器, 分别如图 5-64、图 5-65 所示。

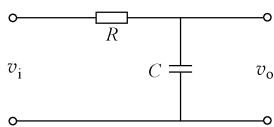


图 5-63 RC 低通滤波器

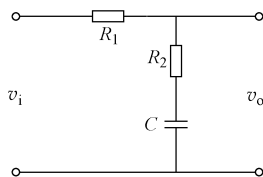


图 5-64 无源 PI 滤波器

无源比例积分滤波器传递函数为

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{s + \frac{1}{\tau_2}}{s + \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2)}} \quad (\tau_1 = R_1 C, \tau_2 = R_2 C) \quad (5-140)$$

有源比例积分滤波器传递函数为

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (\tau_1 = R_1 C, \tau_2 = R_2 C) \quad (5-141)$$

压控振荡器是一个电压/频率变换装置, 它的频率 $f_v(t)$ 随 $v_c(t)$ 变化, 它们的关系可表示为

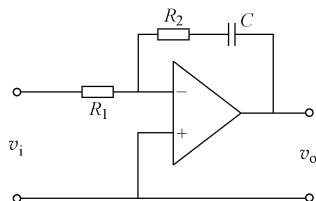


图 5-65 有源 PI 滤波器

$$f_v(t) = f_0 + K v_c(t) \tag{5-142}$$

式中， f_0 为压控振荡器的中心频率，即控制电压 $v_c(t)$ 为 0 时的输出频率； K 为决定压控振荡器的灵敏度。压控振荡器输入、输出波形如图 5-67 所示。

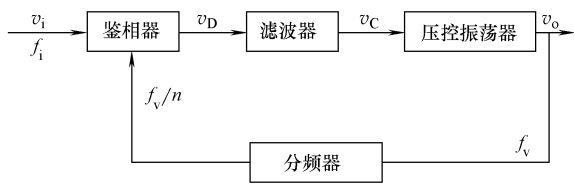


图 5-66 压控振荡器输入、输出波形

图 5-60 所示的锁相环电路中，同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 的频率是相同的，而通过在锁相环中增加分频器、倍频器或混频器，可以使同步信号 v_i 和反馈信号 v_o 的频率不相同。图 5-66 所示的是采用分频器（Frequency Divider）的锁相环电路，压控振荡器输出信号 v_o 频率为同步信号 v_i 频率的 n 倍。在锁相环中，使用分频器可以提高锁相环的精度。

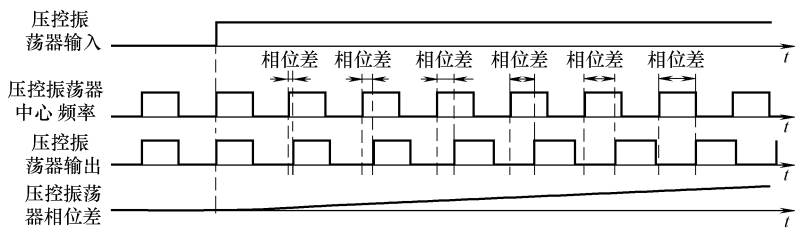


图 5-67 采用分频器的锁相环结构

5.4.1 硬件锁相环

早期采用分立器件和模拟电路，按照图 5-67 所示的锁相环结构，可以方便地构建锁相环电路。目前，国内外有很多通用型锁相环集成芯片。在电力电子领域，一般是对电网电压进行锁相，比较常用的是 CD4046 通用 CMOS 锁相环集成电路，CD4046 具有两个鉴相器，工作频率低于 1.4MHz，输出驱动电流大于 2.6mA，供电电源电压为 5 ~ 15V，在 10kHz 以下锁相中心频率损耗小于 600μW，属于低功耗器件。CD4046 内部结构框图如图 5-68 所示。

图 5-68 所示的 CD4046 内部结构框图中，各引脚定义如下：

- 1 脚：鉴相器 2 输出，锁相环失锁时为低电平，入锁时为为高电平。
- 2 脚：鉴相器 1 输出。
- 3 脚：鉴相器比较信号输入。
- 4 脚：压控振荡器输出。

- 5 脚：禁止端，高电平时禁止，低电平时允许压控振荡器工作。
- 6 脚、7 脚：压控振荡器外接振荡电容。
- 8 脚：芯片地电平。
- 16 脚：芯片电源。
- 9 脚：压控振荡器的控制端。
- 10 脚：源跟随器输出端，用于解调输出。
- 11 脚、12 脚：压控振荡器外接振荡电阻。
- 13 脚：鉴相器 2 输出。
- 14 脚：鉴相器信号输入。
- 15 脚：内部独立的齐纳二极管负极。

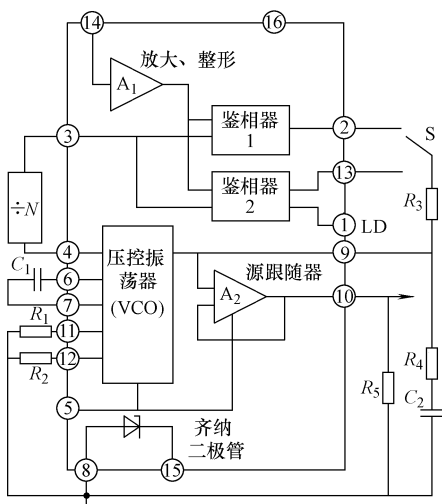


图 5-68 CD4046 内部结构框图

图 5-69 所示的 CD4046 内部结构框图中，鉴相器 1 为异或门，要求输入信号占空比为 50%，适合应用于信噪比较低的场合。鉴相器 2 为边缘触发式鉴相器，对输入信号占空比无要求，适合应用于信噪比较高的场合。鉴相器工作时，其输出信号经由 R_3 、 R_4 、 C_2 组成的低通滤波后接入压控振荡器输入端 9 脚，调整压控振荡器的输出频率迅速逼近输入信号频率。压控振荡器的输出又经分频器再接入鉴相器，继续经鉴相器与输入信号相位进行比较，最后使压控振荡器的输出频率无限接近输入信号频率，当两者的相位差在一定范围内时，称为锁相环入锁。如果鉴相器无输入信号，输出平均电压等于一半电源电压，压控振荡器在中心频率点起振。

由于锁相环只能对一定频率范围内的信号进行锁相，因此锁相环外围器件参数计算时要考虑被锁相信号频率变化范围，一般以被锁相信号正常频率作为压控振荡器的中心频率 f_0 ，同时把被锁相信号最高频率和最低频率定义为 $f_{\max}$ 和 $f_{\min}$ 。CD4046 采用 RC 型压控振荡器，压控振荡器的中心频率以及振荡频率范围由外接电容 C_1 和电阻 R_1 、 R_2 决定。根据经验公式，有

$$f_{\min} \approx \frac{1}{2\pi R_2 (C_1 + C_0)} \quad (5-143)$$

$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi R_1 (C_1 + C_0)} + f_{\min} \quad (5-144)$$

$$f_0 = \frac{1}{2} (f_{\max} + f_{\min}) \quad (5-145)$$

式中， C_0 为寄生电容，约为 30pF； R_1 、 R_2 的取值一般在 10kΩ ~ 1MΩ 之间；芯片供电电压高于 10V 时， C_1 取值大于 50pF；供电电压高于 5V 时， C_1 取值大于

100pF， C_1 取值一般小于 10nF。

图 5-69 所示的 CD4046 内部结构框图中，鉴相器输出信号经由 R_3 、 R_4 、 C_2 组成的低通滤波后接入压控振荡器输入端。低通滤波器有助于防止噪声信号对锁相环的干扰，同时，如果低通滤波器的时间常数设计过大，也会限制锁相环跟踪输入信号变化的速度。一般低通滤波器的时间常数需要结合锁相信号信噪比和变化范围等综合考虑。

5.4.2 软件锁相环

传统的由硬件电路构建的模拟锁相环入锁时间较短，可以保证被锁信号和输出信号的稳态相差，但模拟锁相环中心频率点受压控振荡器限制而导致频率范围较窄，环路带宽较宽，当被锁信号瞬间变化时，压控振荡器输出信号发生较大的频率瞬变。随着数字信号处理技术在电力电子领域应用日趋广泛，数字化软件锁相环更适合应用于全数字控制的电力电子变换器中。与传统的硬件电路锁相环相比，软件锁相环环路带宽和中心频率可调，外围电路简单，不受温度漂移、直流偏置和器件饱和等模拟电路固有问题的影响。目前在电力电子电路中，常见的锁相环按照交流信号采样方法不同，一般分为基于过零点检测的锁相环、基于静止坐标系的锁相环和基于同步旋转坐标系（SRF）的锁相环。

5.4.2.1 基于过零点检测的软件锁相环

基于过零点检测的锁相环，通常通过滞环比较器将交流电压信号转换为矩形波，然后对矩形波信号进行锁相。对矩形波信号进行锁相，既可以采用前面介绍的硬件锁相环，也可以采用软件锁相环的方法：由数字信号处理器（DSP）的捕获单元在电网电压同步方波信号的每个上升沿到来时，把定时器的计数值读到存储器中，然后在软件上把计数器的值重新归零，为下一周期计数做准备，这时捕获到的计数器的值，就是电网电压的周期值。比较电网电压的周期值和 DSP 内部锁相值过零点，可以得到 DSP 锁相角与电网之间的电压相位差关系，如图 5-69 所示。

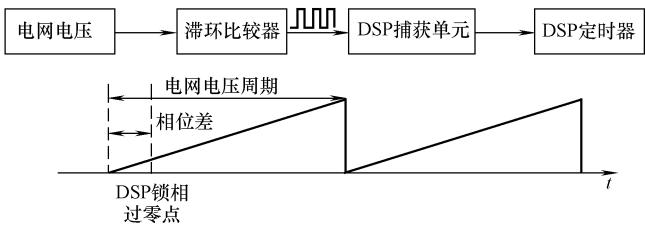


图 5-69 DSP 锁相角与电网之间的电压相位差关系

图 5-69 所示的软件锁相环框图中，为了得到电网电压周期和相位信号，首先需要图 5-70 所示的滞环比较器把调理后的交流电网电压信号 v_1 整形为矩形波信号 v_2 。由于 DSP 只需要捕获电网电压信号 v_1 的上升沿即可获得交流信号周期和相位信息，因此迟滞比较器的上限触发电平 V_+ 为 0V，下限触发电平为 V_- 。

$$V_+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_i - \frac{R_2}{R_1}V_{OL} \quad (5-146)$$

$$V_- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_i - \frac{R_2}{R_1}V_{OH} \quad (5-147)$$

式中, V_{OH} 、 V_{OL} 为滞环比较器输出高、低电平的电压值。图 5-71 表示了当 DSP 基准信号滞后和超前于电网电压信号时, 数字锁相环的实现过程。在 DSP 基准信号相位滞后时, 在第 $n-1$ 个周期检测到 DSP 基准信号滞后电网电压

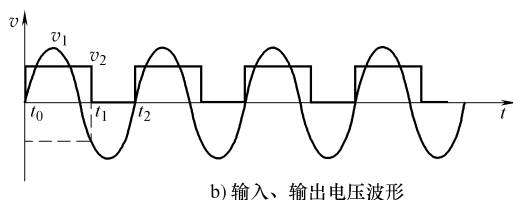
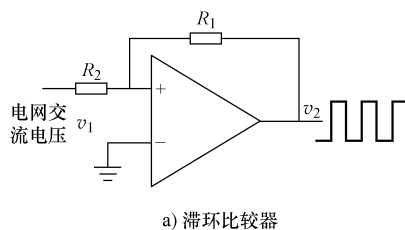


图 5-70 滞环比较器及输入、输出电压波形

相位为 T_d (时间) 时, 则改变第 n 个周期 DSP 输出的周期, 使其由原来的 T 变为 $T - T_d$, 这样在第 $n+1$ 个周期时, DSP 基准信号相位便赶上了电网的相位, DSP 输出周期跟踪电网频率, 实现同步。在 DSP 基准信号相位超前时, 检测到相位超前量 T_a 后, 在下个周期改变逆变输出频率, 使其由原来的 T 变为 $T + T_a$, 以实现同步。为避免因相位差较大而引起 DSP 输出信号频率剧烈变化, 一般需要限制每个

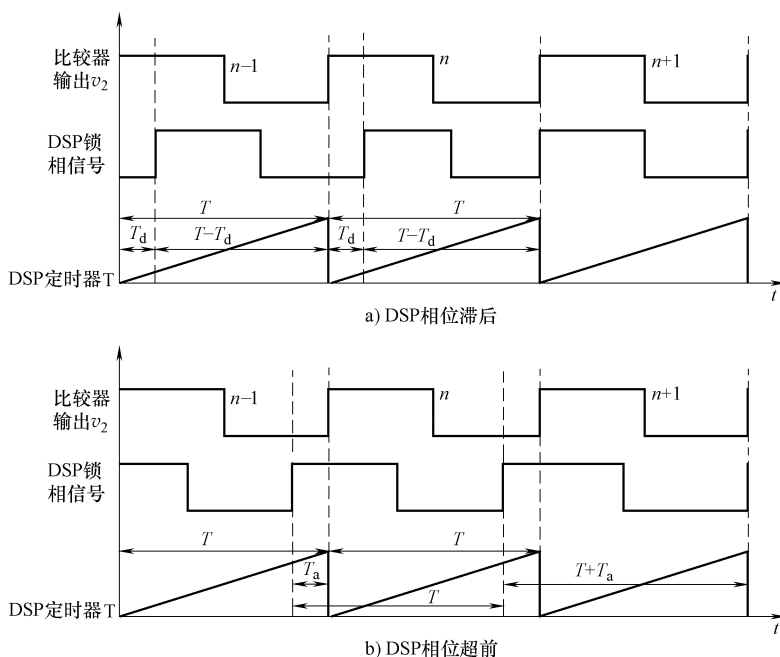


图 5-71 数字锁相实现示意图

周期相位调节的幅度。

在硬件锁相环中，鉴相器的输出代表了相位与频率两种误差，只有在给定输入与反馈输入信号频率相等时，鉴相器输出的才仅仅是相位误差。鉴相器的输出量经滤波后对压控振荡器的控制是将频率与相位一起进行调整的。与硬件锁相环相似，软件数字锁相环也必须对频率和相位分别加以修正，才能达到锁相的目的。在不考虑滤波作用时，对频率的一步修正如下式所示。

$$T_{\text{dsp}}(n) = T_{\text{Grid}}(n-1) \quad (5-148)$$

式中， T_{dsp} 为 DSP 锁相基准信号周期； T_{Grid} 为电网电压的周期。式 (5-148) 表示用上一周期电网电压的频率（周期）来作该周期 DSP 锁相基准信号的频率（周期）。考虑图 5-72 的 RC 低通滤波器时，对图中的低通滤波器用后向差分法可以写出其离散化的表达式（即数字滤波器表达式）：

$$Y(n) = AY(n-1) + (1-A)X(n) \quad (5-149)$$

式中， A 表示滤波参数， $A = \tau / (T_s + \tau)$ ； τ 为时间常数， $\tau = RC$ ； T_s 为采样周期； $Y(n)$ 、 $Y(n-1)$ 为本次和前次滤波值； $X(n)$ 为本次采样输入值。在数字锁相环中，将 $T_0(n)$ 作为滤波器的输入， $T'(n)$ 作为滤波器的输出，按式 (5-149) 可得

$$T'(n) = AT'(n-1) + (1-A)T_0(n) \quad (5-150)$$

在数字锁相环的算式中，仅考虑对频率修正是不够的，因为一旦同步信号的频率发生变化，必然会产生相位误差。数字锁相环中，在调整频率时，也必须调整相位。如果一开始就不修正相位，而仅仅按式 (5-150) 修正频率，将 $T'(n)$ 作为 DSP 锁相基准信号的周期，则无法调整相位差，即相位没有锁定。考虑频率和相位同时修正时，数字锁相环的计算公式为

$$T(n) = T'(n) + B\theta(n) \quad (5-151)$$

式中， B 为相位修正系数， $0 < B < 1$ 。

根据式 (5-150) 和式 (5-151) 即可得数字锁相环的计算公式为

$$T(n) = AT'(n-1) + (1-A)T_0(n) + B\theta(n) \quad (5-152)$$

式中， T_0 为捕获单元捕获到的电网电压周期； T' 为频率修正后的周期； T 为频率修正、相位修正后的周期（数字锁相环的输出频率，也就是 DSP 锁相基准信号的周期）； θ 为 DSP 与电网电压之间的相位差； A 为低通滤波器的滤波参数； B 为相位修正系数。

根据式 (5-152) 可以作出数字锁相环的状态变量图，如图 5-73 所示。

由此画出数字同步锁相环控制框图，如图 5-74 所示。电网电压同步信号与 DSP 锁相基准信号，一方面进行频率修正，另一方面

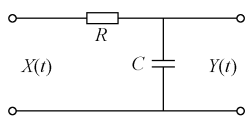


图 5-72 RC 低通滤波器

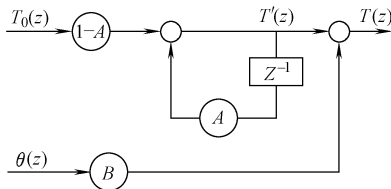


图 5-73 数字锁相环的状态变量图

检测出两个信号的相位差。修正后的频率再与检测出来的相位差进行相位修正，相位修正后的频率作为 DSP 参考正弦波的发生频率。

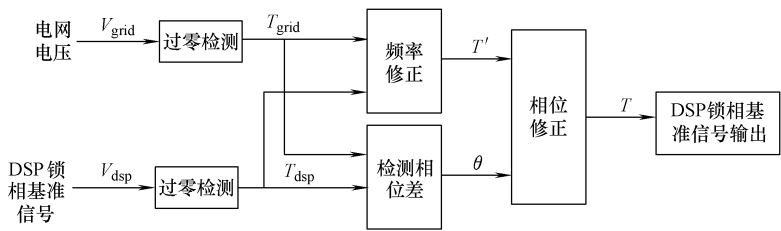


图 5-74 数字同步锁相环控制框图

5.4.2.2 基于三相静止坐标系的锁相环

基于交流电压过零点检测的锁相环技术广泛应用于不间断电源等电力电子变换器控制中，该方法优点是操作简单，缺点在于当电网电压畸变严重时，滞环比较器容易发生误动作，并且滞环比较器固定的滞环宽度在电网电压有效值最低和最高时延迟时间有差异。另外对于三相系统，采用基于交流电压过零点检测的锁相环技术需要对各相分别锁相。若能将三相电压用一个合成量表示，而保持电压信息的完整，则三相的问题可以简化为单相的问题，由一个锁相环对三相电压进行锁相。由前面分析可得，采用电压矢量变换，abc 坐标系下的三相系统可以变换到 $\alpha\beta$ 静止坐标系下。对应三相正弦电网电压的空间电压矢量的顶点运动轨迹是一个圆，圆的半径为相电压的幅值，空间矢量以工频角速度 ω 按逆时针方向匀速旋转。对旋转矢量在 α 轴和 β 轴投影进行反正切变换，可以得到旋转矢量角 θ ，如图 5-75 所示。

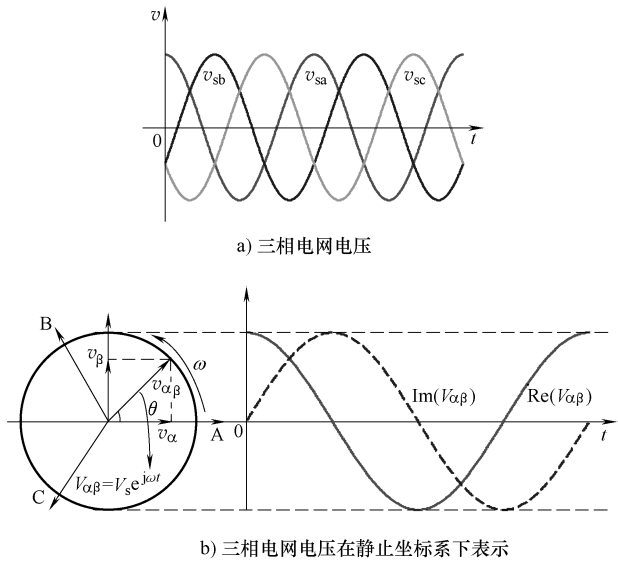


图 5-75 三相电网电压及其在静止坐标系下表示

图 5-75 中, 三相电压表示为

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = V_s \cos(\omega t) \\ v_{sb}(t) = V_s \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc}(t) = V_s \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5-153)$$

式中, V_s 为相电压峰值。 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电压空间矢量 $V_{\alpha\beta}$ 表示为

$$V_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} (v_{sa} + \alpha v_{sb} + \alpha^2 v_{sc}) \quad (5-154)$$

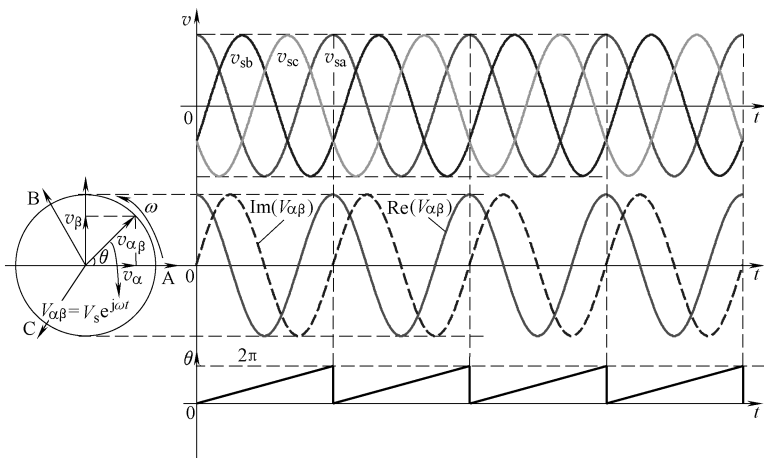


图 5-76 三相电网电压对应的旋转矢量角

在图 5-75 中, 电压空间矢量 $V_{\alpha\beta}$ 、旋转矢量角 θ 如图 5-76 所示。 θ 表示为

$$\begin{cases} \theta = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} & (v_\alpha > 0 \quad v_\beta \geq 0) \\ \theta = 2\pi + \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} & (v_\alpha > 0 \quad v_\beta < 0) \\ \theta = \pi + \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} & (v_\alpha < 0) \\ \theta = \frac{1}{2}\pi & (v_\alpha = 0 \quad v_\beta > 0) \\ \theta = \frac{3}{2}\pi & (v_\alpha = 0 \quad v_\beta < 0) \end{cases} \quad (5-155)$$

由图 5-76 可知, 三相正弦电压旋转矢量角 θ 在一个工频周期内角度随时间从 0 到 2π 线性变化, 因此可以对三相正弦电压旋转矢量角 θ 进行锁相。

图 5-77 表示了当 DSP 基准信号滞后和超前于电网电压信号时, 数字锁相环的

实现过程。在 DSP 基准信号相位滞后时, 在第 $n-1$ 个周期检测到 DSP 基准信号滞后电网电压相位为 T_d (时间) 时, 则改变第 n 个周期 DSP 输出的周期, 使其由原来的 T 变为 $T - T_d$, 这样在第 $n+1$ 个周期时, DSP 基准信号相位便赶上了电网的相位, DSP 输出周期跟踪电网频率, 实现同步。在 DSP 基准信号相位超前时, 检测到相位超前量 T_a 后, 在下个周期改变逆变输出频率, 使其由原来的 T 变为 $T + T_a$, 以实现同步。为避免因相位差较大而引起 DSP 输出信号频率剧烈变化, 一般需要限制每个周期相位调节的幅度。

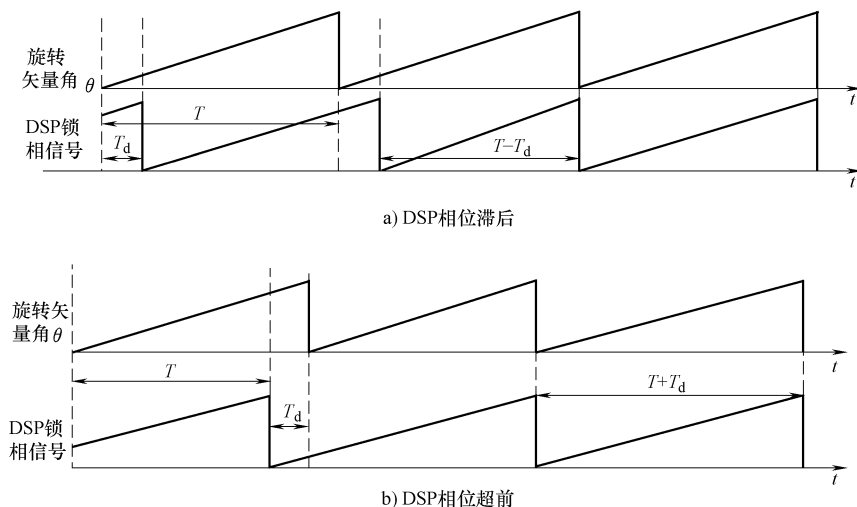


图 5-77 数字锁相环实现示意图

与基于过零信号的锁相环方法相同, 数字锁相环公式为

$$T(n) = AT'(n-1) + (1-A)T_0(n) + B\theta(n) \quad (5-156)$$

式中, T_0 为按照电网电压旋转矢量计算得到的电网电压周期; T' 为 DSP 锁相信号的周期; T 为 DSP 锁相信号频率修正、相位修正后的周期 (数字锁相环的输出频率, 也就是 DSP 锁相基准信号的周期); θ 为 DSP 基准信号与电网电压之间的相位差, A 为低通滤波器的滤波参数; B 为相位修正系数。

由此画出数字同步锁相环控制框图, 如图 5-78 所示。电网电压同步信号与 DSP 锁相基准信号, 一方面进行频率修正, 另一方面检测出两个信号的相位差。修

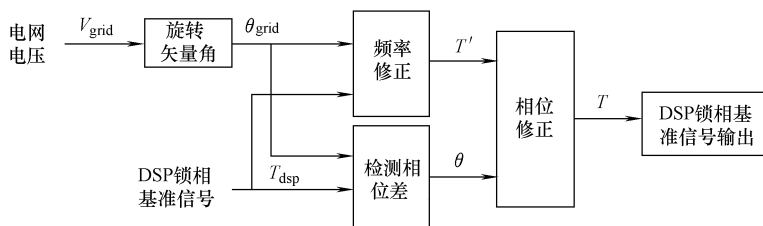


图 5-78 数字同步锁相环控制框图

正后的频率再与检测出来的相位差进行相位修正，相位修正后的频率作为 DSP 参考正弦波的发生频率。

上述基于三相静止坐标系的锁相环，每个电网电压工频周期进行一次锁相环计算，电网电压频率突变时锁相环难以快速捕获，动态特性不佳。为了提高锁相环动态特性，可以提高锁相环计算频率。设三相电网电压表示为

$$\begin{cases} v_{sa}(t) = V_s \cos(\omega t) \\ v_{sb}(t) = V_s \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc}(t) = V_s \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5-157)$$

式中， V_s 为电网电压基波幅值； $\omega = 2\pi f$ ， f 为电网电压基波频率。经过 Clark 坐标变换得到 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电网电压为

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \sin\omega t \end{bmatrix} \quad (5-158)$$

由式 (5-158) 得到电网电压在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的表示形式，设电网电压在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的旋转矢量角为 θ_s ，DSP 软件锁相环锁相角为 θ_p ，如图 5-79 所示，则有

$$\begin{cases} \theta_s = \omega t \\ \theta_p = \omega_p t \end{cases} \quad (5-159)$$

因此，可以得到电网电压旋转矢量角和 DSP 锁相角之间的相位误差信号 $\delta(t)$ 为

$$\delta(t) = \omega t - \omega_p t \quad (5-160)$$

由此，可画出基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的锁相环线性化模型，如图 5-80 所示。

图 5-80 中，PLL 角频率为

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} = K_f(\theta_s - \theta_p) \quad (5-161)$$

式中， K_f 为 PLL 环路滤波器增益。图 5-80 所示的线性化模型的闭环传递函数表示为

$$H_c(s) = \frac{K_f(s)}{s + K_f(s)} \quad (5-162)$$

式 (5-162) 中，环路滤波器 $K_f(s)$ 的设计决定了锁相环的跟踪性能。通常比例积分 (PI) 调节器可以较好地满足滤波器性能和系统稳定性。

$$H_c(s) = K_p \frac{1 + s\tau}{s\tau} \quad (5-163)$$

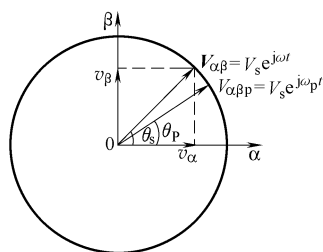


图 5-79 实际电网电压旋转矢量 $V_{\alpha\beta}$ 和虚拟旋转矢量 $V_{\alpha\beta p}$

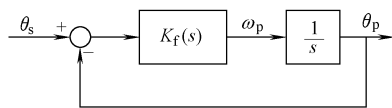


图 5-80 基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的 PLL 线性化模型 1

结合式 (5-162) 和式 (5-163)，闭环传递函数可以表示为

$$H_c(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-164)$$

式中

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_P}{\tau}} \\ \xi = \frac{K_P}{2\omega_n} \end{cases} \quad (5-165)$$

在实际的基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的锁相环系统中，为了提高系统跟踪性能，一般把电网电压额定角速度以前馈方式加入到锁相环模型中，如图 5-81 所示。

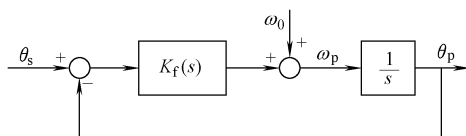


图 5-81 基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的 PLL 线性化模型 2

5.4.2.3 基于同步旋转坐标系的锁相环

按照基于 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的锁相环思路，也可以构建基于同步旋转坐标系的锁相环。由式 (5-158) 得到电网电压在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的表示形式，经过 Park 坐标变换可得到 dq 坐标系的电网电压为

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_p t & \sin\omega_p t \\ -\sin\omega_p t & \cos\omega_p t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \omega_p t) \\ \sin(\omega t - \omega_p t) \end{bmatrix} \quad (5-166)$$

式中， ω_p 为锁相环的输出。当电网电压相位角与锁相环输出的相位角之间的差值较小时，式 (5-166) 可近似为

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \approx V_s \begin{bmatrix} 1 - \frac{(\omega t - \omega_p t)^2}{2} \\ \omega t - \omega_p t \end{bmatrix} \quad (5-167)$$

因此，可用 v_{sq} 来表达相位的误差信息 $e(t)$ ，即有

$$v_{sq} \approx K_d(\omega t - \omega_p t) = K_d e(t) \quad (5-168)$$

式中， K_d 为鉴相器的增益， $K_d = V_s$ 。

由此，可画出基于 dq 坐标系的线性化锁相环模型，如图 5-82 所示。

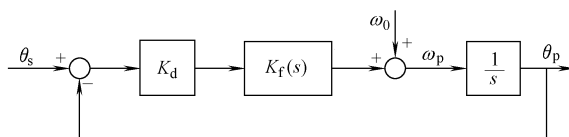


图 5-82 线性化 PLL 模型

根据图 5-82, 锁相环最终达到的效果是 DSP 锁相角 θ_p 无限接近电网电压旋转矢量角 θ_s , 即根据锁相角 θ_p 计算得到的电网电压 q 轴分量逼近零, 因此可以得到基于 dq 坐标系的锁相环模型如图 5-83 所示。

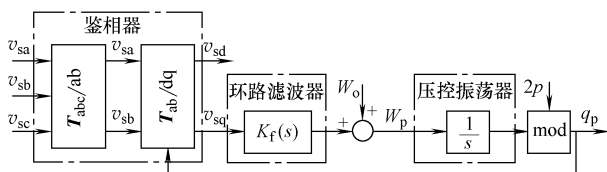


图 5-83 基于 dq 坐标系的锁相环模型

5.5 本章小结

本章在分析三相三线和三相四线整流器的电路数学模型的基础上, 比较了两种电路在电流控制上的区别, 分析了网侧电压不平衡状态下, 不同电流控制策略的特点, 给出了三相三线和三相四线整流器的控制策略。同时, 本章给出了目前常见的电力电子变换器的锁相环方法。

参考文献

- [1] 李睿. 三相硬开关和软开关 PWM 变流器若干关键问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [2] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [3] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [4] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [5] 冯波. 软开关功率因数校正技术的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [6] 杨成林. 三相逆变器 DSP 控制技术的研 [D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [7] 周朝阳. DSP 控制三相逆变器并联冗余技术 [D]. 杭州: 浙江大学, 2006.
- [8] 于玮. UPS 并联系统若干关键问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2009.
- [9] 鞠建永. 并联有源电力滤波器工程应用关键技术的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2009.
- [10] 郑大鹏. 大容量 UPS 系统的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2001.
- [11] 胡家兵. 变速恒频双馈异步风力发电机电网故障穿越 (不间断) 运行研究——基础理论与关键技术 [D]. 杭州: 浙江大学, 2009.
- [12] 熊健. 三相电压型高频 PWM 整流器研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 1999.
- [13] 徐金榜. 三相电压源 PWM 整流器控制技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [14] 邴阳. 中大容量无变压器 UPS 系统研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2003.
- [15] 刘小园. 统一潮流控制器并联变换器的设计与实现 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.
- [16] 杨用春. 并联型有源电力滤波器的实验研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2007.
- [17] 龚春英, 熊宇, 邴鸣, 等. 四桥臂三相逆变电源的三维空间矢量控制技术研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 119 (12): 29-36.

- [18] 张纯江, 郭忠南, 王芹, 等. 基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器双向工作状态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (11): 167-172.
- [19] 王志群, 朱守真, 周双喜. 逆变型分布式电源控制系统的设计 [J]. 电力系统自动化, 2004, 24 (1): 67-73.
- [20] 顾和荣, 杨子龙, 邬伟扬. 并网逆变器输出电流滞环跟踪控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (9): 108-112.
- [21] 乐健, 姜齐荣, 韩英铎. 三相四线并联 APF 的电流滞环控制策略分析 [J]. 电力系统自动化, 2006, 26 (6): 31-37.
- [22] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 基于内模原理的三相电压源型逆变电源的波形控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (7): 67-70.
- [23] Kazmierkowski M P, Krishnan R, Blaabjerg F. Control in Power Electronics: Selected Problems [M]. New York: Academic, 2002.
- [24] Robert W Erickson. Dragan Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics [M]. New York: Academic, 2002.
- [25] Herrera R S, Salmeron P, Kim H. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 55, (1): 184-196.
- [26] Soares V, Verdelho P, Marques G D. An instantaneous active and reactive current component method of active filters [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2000, 15, (4): 660-669.
- [27] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems, IEEE Trans. on Ind. Electron., 2006, 53 (5): 1398-1409.
- [28] Singh B, Singh B N, Chandra A, et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2004, 51 (3): 641-660.
- [29] Rodriguez J R, Dixon J W, Espinoza J R, et al. PWM regenerative rectifiers: State of the art [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2005, 52 (1): 5-22.
- [30] Carrasco J M, Franquelo L G, Bialasiewicz J T, et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., Jun 2006, 53 (4): 1002-1016.
- [31] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Trzynadlowski A. Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers [J]. Math. Comput. Simul., 2003, 63 (3): 349-361.
- [32] Malinowski M, Bernet S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with LCL filter [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., Apr. 2008, 55 (4): 1871-1880.
- [33] Yin B, Oruganti R, Panda S K, et al. An output-power control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 55 (5): 2140-2150.
- [34] Vazquez S, Leon J I, Sanchez J A, et al. Optimized direct power control strategy using output

- regulation subspaces and pulse width modulation [C]. in Proc. 32nd Annu. IEEE IECON, Nov. 2006; 1896-1901.
- [35] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Hansen S., et al. Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers [J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 2001, 37 (4): 1019-1027.
 - [36] Antoniewicz P, Kazmierkowski M P. Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 55 (12): 4381-4390.
 - [37] Malinowski M, Jasinski M, Kazmierkowski M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2004, 51 (2): 447-454.
 - [38] Restrepo J, Viola J, Aller J M, et al. A simple switch selection state for SVM direct power control [C]. Proc. IEEE ISIE, Montreal, QC, Canada, Jul. 2006; 1112-1116.
 - [39] Cichowlas M, Malinowski M, Kazmierkowski P, et al. Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2005, 52 (2): 410-419.
 - [40] Larrinaga S. A, Vidal M A R, Oyarbide E, et al. Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2007, 54 (3): 1261-1271.
 - [41] Serpa L A, Ponnaluri S, Barbosa P M, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters [J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 2007, 43 (5): 1388-1400.
 - [42] Vazquez S, Sanchez J A, Carrasco J M, et al. A model-based direct power control for three-phase power converters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2008, 55 (4): 1647-1657.
 - [43] Singh B, Singh B N, Chandra A, et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters [J]. IEEE Trans. on Ind. Electronics 2004, 51 (3): 641-660.
 - [44] Heldwein M L, Souza A F, Barbi I. A Simple Control Strategy Applied to Three Phase Rectifier Units for Telecommunications Applications Using Single-Phase Rectifier Modules [C]. Proc. IEEE PESC, 1999; 795-800.
 - [45] Poulliquen H, Buchheit N, Lethelliez J. Control of a single-switch three-phase rectifier operating in continuous conduction mode [C]. Proc. IEE PEVSD, 1994; 301-306.
 - [46] Baumann M, Drofenik U, Kolar J W. New wide input voltage range three-phase unity power factor rectifier formed by integration of a three-switch buck-derived front-end and a DC/DC boost converter output stage [C]. Proc. IEEE INTELEC, 2000,; 461-470.
 - [47] Baumann M, Kolar J. W. Comparative evaluation of modulation methods for a three-phase/switch buck power factor corrector concerning the input capacitor voltage ripple [C]. Proc. IEEE PESC, 2001; 1327-1332.
 - [48] Minibock J, Kolar J W. Comparative theoretical and experimental evaluation of bridge leg topologies of a three-phase three-level utility power factor rectifier [C]. Proc. IEEE PESC, 2001;

1641-1646.

- [49] Oguchi K, Maeda G, Hoshi N, et al. Coupling Rectifier Systems with Harmonic Canceling Rectifiers [J]. IEEE Trans. on Ind. Applications, 2001, 7 (5): 53-63.
- [50] Venkataramanan G, Divan D M, Jahns T. Discrete pulse modulation strategies for high frequency inverter systems [C]. Proc. IEEE PESC, 1989: 1013-1020.
- [51] Agelidis V, Ziogas P, Joos G. An optimum modulation strategy for a novel "notch" commutated 3- Φ PWM inverter [J]. IEEE Trans. on Ind. Applications, 1994, 31 (1): 52-61.
- [52] Ye Z. Modeling and Control of Parallel Three Phase PWM Converters [D]. Thesis in Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- [53] Wu X H, Panda S K, Xu J X. Analysis of the Instantaneous Power Flow for Three-Phase PWM Boost Rectifier Under Unbalanced Supply Voltage [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23 (4): 1679 -1691.
- [54] Ye Y, Kazerani M, Qvintana V H. Modeling, control and implementation of three-phase PWM converters [J]. IEEE Trans. on Power Electron. , 2003, 18 (3): 857-864
- [55] Liserre M, Dell Aquila A, Blaabjerg F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier [J]. IEEE Trans. on Power Electron. , Jan. 2004, 19 (1): 76-86.
- [56] Sangshin K, Toliyat H A. Design and rating comparisons of PWM voltage source rectifiers and active power filters for ac drives with unity power factor [J]. IEEE Trans. on Power Electron. , 2005, 20 (5): 1133-1142.
- [57] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Trzynadlowski A M. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives, [J]. IEEE Trans. on Power Electron. 2003, 18 (6): 1114-1118.
- [58] Suh Y, Tijeras V, Lipo T A. A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM ac/dc converter under generalized unbalanced operating conditions [C]. Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 2002, vol. 2: 1189-1196.
- [59] Stankovic A V. Lipo T A. A generalized control method for input simultaneous unbalanced input voltages and input impedances [C]. Proc. IEEE Conf. Rec. PESC 2001, 2001, vol. 3: 1309-1314.
- [60] Suh Y. Lipo T A. A control scheme in hybrid synchronous-stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions [C]. Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 2004, vol. 4: 2244-2251.
- [61] Wu X H, Panda S K, Xu J X. Development of a new mathematical model of three phase PWM boost rectifier under unbalanced supply voltage operating conditions [C]. Proc. IEEE Conf. Rec. PESC 2006, Apr. 2006, vol. 2: 1391-1398.
- [62] Wu X H, Panda S K, Xu J X. Analysis and control of the output instantaneous power for three phase PWM boost rectifier under unbalanced supply voltage conditions [C]. Proc. IEEE Conf. Rec. IECON 2006, Nov. 2006, vol. 2: 1-6.
- [63] Suh Y, Lipo T A. Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC con-

- verter under generalized unbalanced operating conditions [J]. IEEE Trans. on Ind. Applicat. , 2006, 42 (3): 825-835.
- [64] Emanuel A E. Summary of IEEE standard 1459: Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions [J]. IEEE Trans. on Ind. Applicat. , May 2004, 40 (3): 869-876.
- [65] Kazmierkowski M P, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converter: A survey [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron. , 1998, 45 (5): 691-703.

第 6 章 三相电流型 PWM 整流器

利用电感作为直流侧储能元件的三相 6 开关桥式电路称为三相电流型 PWM 整流器。电流型 PWM 整流器可向负载提供恒定的直流电流，其直流电压可调且低于输入电源的电压，是一种 Buck 型 PWM 整流器。本章首先在 6.1 节中论述三相电流型 PWM 整流器的基本工作原理，建立三相电流型 PWM 整流器的数学模型；并在 6.2 节中介绍三相电流型 PWM 整流器的开关调制技术；然后在 6.3 节中着重分析三相电流型 PWM 整流器的控制方法。

6.1 三相电流型 PWM 整流器原理

6.1.1 三相电流型整流器的工作原理

三相 PWM 整流器的另外一种拓扑形式是电流型 PWM 整流器。其交流侧通常由滤波电容和滤波电感组成。滤波电容用以维持瞬态电流通路，滤波电感用以减小交流电流中的开关谐波；直流侧的储能元件为一个大电感，使直流侧具有电流源的特性；开关管通常由全控型器件与二极管串联组成，用以提高桥臂的反向阻断能力，近年来，具有很高反向阻断能力的逆阻型 IGBT 的出现，可使得开关管无需再串联二极管。三相电流型 PWM 整流器基本原理电路如图 6-1 所示。图 6-1 中，三相输入电源电压和电源侧的交流电流瞬时值分别表示为 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 和 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} ，整流器侧的输入电流为 i_a 、 i_b 、 i_c ，o、o' 分别表示三相电源电压和滤波电容的中点； L 和 R 表示滤波电感及其寄生电阻和线路电阻值， C 表示滤波电容， i_{dc} 表示直流电流， v_{dc} 表示整流器直流侧的直流电压。

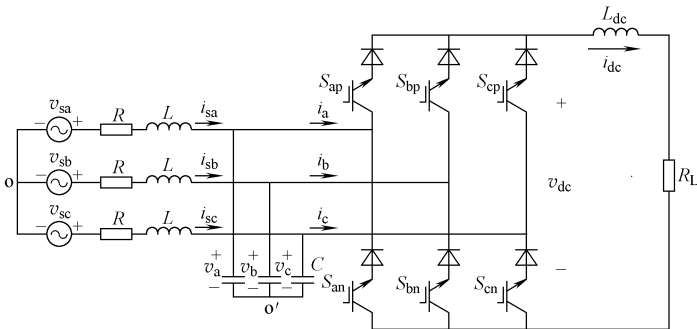


图 6-1 三相电流型 PWM 整流器原理电路

假定 S_{ap} 、 S_{bp} 、 S_{cp} 表示上桥臂中分别连接 a、b、c 三相开关管的状态， S_{an} 、 S_{bn} 、 S_{cn} 表示下桥臂中分别连接 a、b、c 三相开关管的状态，开关管的开关状态定义如下：

$$S_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{导通} \\ 0 & \text{阻断} \end{cases} \quad i \in \{a,b,c\}, k \in \{p,n\}$$

(6-1)

对于三相电流型整流器，要实现其交流侧电流的 PWM 控制，要求三相电流型整流器上桥臂或下桥臂任意时刻有且仅有一个开关管导通。因此上（下）桥臂开关管的开关状态之间满足如下约束关系：

$$S_{ak} + S_{bk} + S_{ck} = 1 \quad k \in \{p,n\}$$

(6-2)

每相桥臂有四种开关状态：上管导通且下管阻断、上管阻断且下管导通、上管导通且下管导通、上管阻断且下管阻断。为方便起见，引入相开关函数来描述每相的开关状态。相开关函数定义为

$$S_i = S_{ip} - S_{in} \quad i \in \{a,b,c\}$$

(6-3)

从式（6-2）可知，相开关函数应满足如下约束关系：

$$S_a + S_b + S_c = (S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}) - (S_{an} + S_{bn} + S_{cn}) = 0$$

(6-4)

三相电流型整流器的开关管开关状态与相开关函数取值的对应关系见表 6-1。六个开关管总共有九种开关状态，零开关状态对应三种开关模式#7、#8、#9。

表 6-1 三相电流型整流器的开关状态表

相开关函数			上桥臂开关管状态			下桥臂开关管状态			状态序号
S_a	S_b	S_c	S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	
0	+1	-1	0	1	0	0	0	1	#1
+1	-1	0	1	0	0	0	1	0	#2
+1	0	-1	1	0	0	0	0	1	#3
-1	0	+1	0	0	1	1	0	0	#4
-1	+1	0	0	1	0	1	0	0	#5
0	-1	+1	0	0	1	0	1	0	#6
0	0	0	1	0	0	1	0	0	#7
			0	1	0	0	1	0	#8
			0	0	1	0	0	1	#9

由图 6-1 和表 6-1，可以写出电流型 PWM 整流器的交流侧电流与直流侧电流的关系为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} i_{dc} \quad (6-5)$$

交流侧电压与直流侧电压的关系为

$$v_{dc} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6-6)$$

由图 6-1，根据基尔霍夫电压、电流定律，可列写出三相电流型整流器的交流侧电路方程和直流侧电路方程如下：

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6-7)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{oo'} \\ v_{oo'} \\ v_{oo'} \end{bmatrix} \quad (6-8)$$

$$v_{dc} = R_L i_{dc} + L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} \quad (6-9)$$

在三相三线系统中，三相电流之和为零，所以有

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (6-10)$$

在输入电源电压对称的条件下，相电压的三相之和将为 0，即

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (6-11)$$

由基尔霍夫电流定律，在 o' 点处的流入、流出电流之和为 0，可得到

$$C \frac{dv_a}{dt} + C \frac{dv_b}{dt} + C \frac{dv_c}{dt} = C \frac{d(v_a + v_b + v_c)}{dt} = 0 \quad (6-12)$$

从式 (6-12) 可知，若初始交流电容电压为零，则三相电容电压之和将恒为零。将式 (6-10) 和式 (6-11) 代入式 (6-8) 可得 $v_{oo'}$ 为零，把式 (6-8) 重写成

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (6-13)$$

将式 (6-5) 和式 (6-6) 分别代入式 (6-7) 和式 (6-9), 整理得到

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} i_{dc} \quad (6-14)$$

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \frac{R_L}{L_{dc}} i_{dc} \quad (6-15)$$

式 (6-13) ~ 式 (6-15) 的状态方程全面描述了三相电流型 PWM 整流器交流侧、直流侧及负载的瞬态电路特性, 是分析和控制电流型 PWM 整流器的基础。

6.1.2 abc 静止坐标系下的三相电流型 PWM 整流器的数学模型

式 (6-13) ~ 式 (6-15) 所描述三相电流型 PWM 整流器基本方程中, 由于相开关函数为不连续的函数, 因此为不连续的方程。为了分析方便, 本节将推导整流器的连续模型。定义相开关函数的开关周期平均值为

$$d_i = \langle S_i \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_i(\tau) d\tau = d_{ip} - d_{in} \quad i \in \{a, b, c\} \quad (6-16)$$

相开关函数的开关周期平均值 d_i 是该相上开关管的占空比与下开关管的占空比之差, 为连续函数。同样, 对状态方程式 (6-13) ~ 式 (6-15) 求开关周期平均, 可得到连续的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_a \rangle_{T_s} \\ \langle v_b \rangle_{T_s} \\ \langle v_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (6-17)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_a \rangle_{T_s} \\ \langle v_b \rangle_{T_s} \\ \langle v_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sb} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sc} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-18)$$

$$\frac{d\langle i_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} [d_a \quad d_b \quad d_c] \begin{bmatrix} \langle v_a \rangle_{T_s} \\ \langle v_b \rangle_{T_s} \\ \langle v_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{R_L}{L_{dc}} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-19)$$

根据式 (6-17) ~ 式 (6-19) 给出的开关周期平均模型, 可以画出等效电路, 如图 6-2 所示。

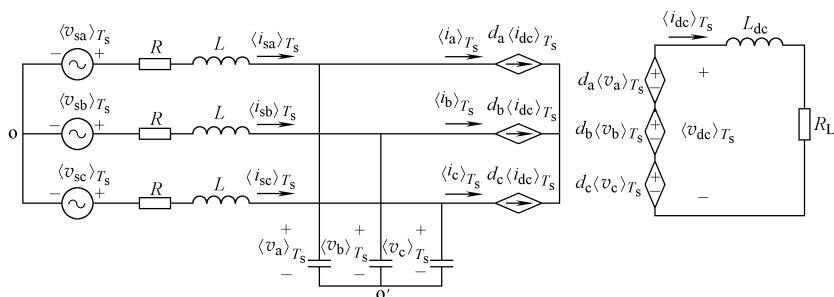


图 6-2 三相电流型 PWM 整流器平均模型等效电路

从等效电路可知, 开关网络的交流侧呈现出受控电流源特性, 开关网络的直流侧呈现出受控电压源特性。下面推导三相电流型 PWM 整流器的电源电压与直流电压之间关系。

设输入电源电压为

$$\begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle T_s \\ \langle v_{sb} \rangle T_s \\ \langle v_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} = V_{sm} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6-20)$$

式中, V_{sm} 为电源电压的幅值。

若电流型整流器的三相占空比函数为三相对称, 设

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \delta) \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \delta \right) \end{bmatrix} \quad (6-21)$$

式中, m 为调制比, 定义为整流器交流侧的输入电流幅值 I_m 与直流电流 I_{dc} 之比; δ 为整流器交流侧的输入电流与电源电压之间的相角。

由于 $v_{o'o'}$ 为零, 三相电路彼此独立, 不存在耦合关系。在忽略交流电阻的情况下, 图 6-2 所示的等效电路的单位功率因数相量图 (a 相) 如图 6-3 所示。

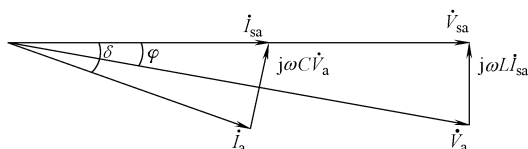


图 6-3 开关周期平均等效电路的相量图

根据相量关系, 电流型单位功率因数 PWM 整流器的电容电压可写为

$$\begin{bmatrix} \langle v_a \rangle_{T_s} \\ \langle v_b \rangle_{T_s} \\ \langle v_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \frac{V_{sm}}{\cos\varphi} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \end{bmatrix} \quad (6-22)$$

由式 (6-21) 和式 (6-22), 直流侧电压为

$$\langle v_{dc} \rangle_{T_s} = \begin{bmatrix} d_a & d_b & d_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_a \rangle_{T_s} \\ \langle v_b \rangle_{T_s} \\ \langle v_c \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2} \frac{V_{sm}}{\cos\varphi} \right) m \cos(\delta - \varphi) \quad (6-23)$$

在电流型整流器中, 交流侧电感 L 通常都很小, 输入电源电压与电容电压之间的相角 φ 接近为 0° , 因此直流电压可近似为

$$\langle v_{dc} \rangle_{T_s} \approx \frac{3}{2} V_{sm} m \cos\delta \quad (6-24)$$

由式 (6-24) 可以看出, 三相电流型 PWM 整流器在单位功率因数状态下运行时, 直流电压的开关周期平均值将为直流量, 且正比于 m , 通过调节 m 和 δ 可对直流电压进行控制。进一步观察式 (6-24) 可知, 受到调制比 m 的限制, 电流型 PWM 整流器的直流侧电压总是低于输入电源的线电压峰值, 具有降压的特性, 这是区别于电压型 PWM 整流器的显著特征。因此, 电流型 PWM 整流器也称为降压型整流器。

6.1.3 dq 旋转坐标系下三相电流型 PWM 整流器的数学模型

abc 静止坐标系下的开关周期平均模型包含三相交流量, 在以基波频率旋转的 dqo 旋转坐标系中, 三相对称的交流量将转换成为直流量, 从而简化控制系统的分析和设计。从 abc 静止坐标系到 dqo 旋转坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dqo} \begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix} \quad (6-25)$$

式中, $\omega = 2\pi f$, f 为电源电压的频率; $T_{abc/dqo}$ 为三相 abc 静止坐标系到 dqo 同步旋转坐标系的变换式, 其反变换为

$$\begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix} = T_{abc/dqo}^{-1} \begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_o \end{bmatrix} = T_{dqo/abc} \begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \\ \chi_o \end{bmatrix} \quad (6-26)$$

将以上坐标变换式代入式 (6-17) ~ 式 (6-19), 整理得到在 dqo 旋转坐标系下的三相电流型 PWM 整流器的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_o \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_o \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{so} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-27)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{so} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{so} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{so} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \\ \langle v_o \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (6-28)$$

$$\frac{d\langle i_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{R_L}{L_{dc}} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-29)$$

PWM 整流器的直流侧电压输出方程为

$$\langle v_{dc} \rangle_{T_s} = \frac{3}{2} (d_d \langle v_d \rangle_{T_s} + d_q \langle v_q \rangle_{T_s} + d_o \langle v_o \rangle_{T_s}) \quad (6-30)$$

对于三相三线电流型 PWM 整流器, 根据基尔霍夫电流定律, 三相电流之和将恒为 0, 即 $\langle i_a \rangle_{T_s} + \langle i_b \rangle_{T_s} + \langle i_c \rangle_{T_s} \equiv 0$ 和 $\langle i_{sa} \rangle_{T_s} + \langle i_{sb} \rangle_{T_s} + \langle i_{sc} \rangle_{T_s} \equiv 0$, 所以 dqo 坐标系下交流电流 o 轴分量 $\langle i_o \rangle_{T_s} \equiv 0$, $\langle i_{so} \rangle_{T_s} \equiv 0$ 。如果输入电源电压没有零序分量, 即 $\langle v_{sa} \rangle_{T_s} + \langle v_{sb} \rangle_{T_s} + \langle v_{sc} \rangle_{T_s} = 0$, 那么 dqo 坐标系输入电源电压 o 轴分量 $\langle v_{so} \rangle_{T_s} = 0$ 。因此, 在 dqo 数学模型中, 与 o 轴有关的方程可删除, 于是得到简化后的 dq 轴

数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (6-31)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_d \rangle_{T_s} \\ \langle v_q \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \langle i_{sd} \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sq} \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-32)$$

$$\frac{d\langle i_{dc} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} \langle v_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{R_L}{L_{dc}} \langle i_{dc} \rangle_{T_s} \quad (6-33)$$

直流侧电压的输出方程式为

$$\langle v_{dc} \rangle_{T_s} = \frac{3}{2} (d_d \langle v_d \rangle_{T_s} + d_q \langle v_q \rangle_{T_s}) \quad (6-34)$$

根据式 (6-31) ~ 式 (6-34)，可画出 dq 旋转坐标系下的三相电流型 PWM 整流器的等效电路，如图 6-4 所示。

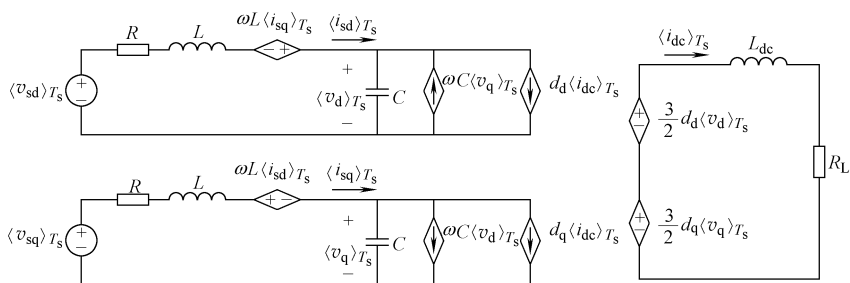


图 6-4 电流型整流器 dq 坐标系下平均模型的等效电路

从三相电流型 PWM 整流器的数学关系可见，在电容电压 d 轴状态方程中，包含电容电压 q 轴分量，在电容电压 q 轴状态方程中，包含电容电压 d 轴分量，两者之间存在耦合关系。这种耦合关系也同样存在于电源侧交流电流的 d、q 分量之间。另外，由于方程式 (6-32) 含有两个变量的乘积项，这样一来，方程式是非线性的。因此，dq 坐标系下的电流型 PWM 整流器的数学模型是一个具有耦合、非线性特征的多变量系统。

6.1.4 稳态分析

对式 (6-20) 给出的输入电源电压进行 dq 同步旋转坐标变换，其稳态工作点为

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6-35)$$

设定电流型整流器的各个状态量及输出量的稳态工作点为 V_d 、 V_q 、 I_{sd} 、 I_{sq} 、 I_{dc} 、 V_{dc} ，并将稳态量代入式 (6-31) ~ 式 (6-33)，得到三相电流型 PWM 整流器的稳态解为

$$\begin{cases} V_d = \frac{V_{sm} + \omega L D_q I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \\ V_q = -\frac{D_d \omega L I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \\ I_{sd} = \frac{D_d I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \\ I_{sq} = \frac{V_{sm} \omega C + D_q I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \\ I_{dc} = \frac{3}{2} \frac{D_d V_{sm}}{(1 - \omega^2 LC) R_L} \\ V_{dc} = \frac{3}{2} \frac{D_d V_{sm}}{1 - \omega^2 LC} \end{cases} \quad (6-36)$$

由式 (6-36) 可知三相电流型 PWM 整流器的直流侧稳态电压 V_{dc} 与负载电阻 R_L 无关，仅与控制量 D_d 有关，也即仅与调制比 m 和相位角 δ 有关，因此可以将其看作是一个理想的、受 m 和 δ 控制的受控电压源，这与 6.1.2 节的分析是一致的。

输入的有功功率 P_s 和无功功率 Q_s 分别为

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) = \frac{3}{2} \frac{D_d V_{sm} I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \\ Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) = -\frac{3}{2} \frac{V_{sm}^2 \omega C + D_q V_{sm} I_{dc}}{1 - \omega^2 LC} \end{cases} \quad (6-37)$$

若整流器采用 SPWM 控制，且三相开关函数的表达式如式 (6-21) 所示，那么稳态运行时，dq 坐标系下的相开关函数可写成

$$\begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{bmatrix} \quad (6-38)$$

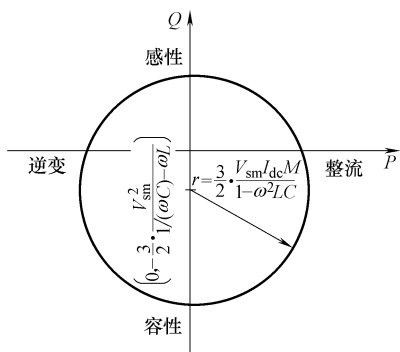
则可以把 P_s 、 Q_s 写成 M 、 δ 的函数，即

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq}) = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{sm}I_{dc}M\cos\delta}{1-\omega^2LC} \\ Q_s = \frac{3}{2}(V_{sq}I_{sd} - V_{sd}I_{sq}) = -\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{sm}^2\omega C + V_{sm}I_{dc}M\sin\delta}{1-\omega^2LC} \end{cases} \quad (6-39)$$

由上式可得电流型 PWM 整流器的功率运行特性为

$$P_s^2 + \left(Q_s + \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{sm}^2}{1/(\omega C) - \omega L} \right)^2 = \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{sm}I_{dc}M}{1-\omega^2LC} \right)^2 \quad (6-40)$$

从式 (6-40) 可见, 电流型 PWM 整流器的有功功率和无功功率的运行范围是一个圆心为 $\{0, -(3/2) \cdot V_{sm}^2/[1/(\omega C) - \omega L]\}$ 、半径为 $(3/2) \cdot V_{sm}I_{dc}M/(1-\omega^2LC)$ 的功率圆, 如图 6-5 所示。通过控制 M 和 δ 实现对有功功率和无功功率的控制。在设计时, 由于电流型整流器的容抗要比感抗大得多, 因此容性无功的运行范围要比感性无功的运行范围更大。



6.1.5 三相电流型 PWM 整流器的交流小信号模型

根据 5.2.3 节, 小信号交流模型的定义为

$$\frac{dx}{dt} \approx \left. \frac{\partial f(x,u)}{\partial x} \right|_{(x,u)} \hat{x} + \left. \frac{\partial f(x,u)}{\partial u} \right|_{(x,u)} \hat{u} \quad (6-41)$$

已知三相电流型 PWM 整流器的稳态工作点为 V_{sd} 、 V_{sq} 、 V_d 、 V_q 、 I_{sd} 、 I_{sq} 、 I_{dc} 、 V_{dc} 、 D_d 、 D_q , 各个稳态量之间的关系由式 (6-35) 和式 (6-36) 给出。根据式 (6-31) ~ 式 (6-34) 所描述的平均模型, 经过小信号扰动和线性化, 可得到 dq 坐标系下的电流型 PWM 整流器的小信号交流模型为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd} \\ \hat{v}_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \hat{i}_{dc} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} I_{dc} \\ \frac{d\hat{i}_{dc}}{dt} = \frac{1}{L_{dc}} \hat{v}_{dc} - \frac{R_{L_{dc}}}{L_{dc}} \hat{i}_{dc} \\ \hat{v}_{dc} = \frac{3}{2} (D_d \hat{v}_d + D_q \hat{v}_q + \hat{d}_d V_d + \hat{d}_q V_q) \end{cases} \quad (6-42)$$

由式 (6-42) 可以得到线性化的三相电流型 PWM 整流器小信号交流模型的等效电路, 如图 6-6 所示。

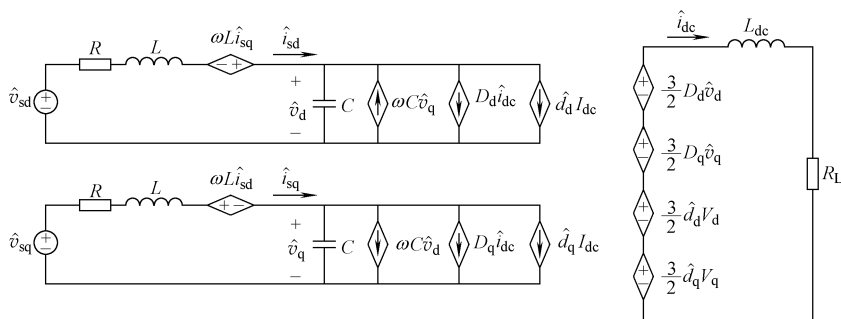


图 6-6 三相电流型 PWM 整流器小信号交流模型的等效电路

6.2 三相电流型 PWM 整流器的调制技术

与电压型 PWM 整流器类似, 三相电流型 PWM 整流器的主要调制方法有正弦脉宽调制 (SPWM) 和空间矢量调制 (SVM)。

6.2.1 电流型 SPWM 驱动信号的分配原理

电压型 SPWM 技术是将正弦波调制信号与频率固定的三角载波信号相比较, 交点作为开关点, 得到一系列幅值相等、宽度不等的高频脉冲序列, 经过整流器的功率放大后, 能够准确地再现调制波信息。在三相电压型 PWM 整流器中, 为了避免直流电容短路, 同一相的上下桥臂开关管驱动逻辑必须互补, 从而保证任意时刻上下桥臂不会直接短路。然而, 对于电流型 PWM 整流器, 由于直流侧为储能电感, 应保证电感电流在任意时刻都存在通路, 这种特性使得两逻辑的电压型 PWM 调制技术不能直接应用于电流型整流器中。

从表 6-1 可知, 电流型 PWM 整流器的相开关函数 S_i 为三逻辑开关函数, 可通过对两逻辑 PWM 信号进行转换来构造出满足电流型整流器要求的三逻辑 PWM 信号。

三相电压型 PWM 整流器的相开关函数 X_i ($i = a, b, c$) 只有 +1、-1 两种逻辑状态。三逻辑 PWM 信号与两逻辑 PWM 信号的转换关系为

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (6-43)$$

由式 (6-43) 可得两逻辑信号与三逻辑信号的对应关系, 见表 6-2。

表 6-2 两逻辑信号与三逻辑信号的转换

两逻辑信号			三逻辑信号			三逻辑 状态序号
X_a	X_b	X_c	S_a	S_b	S_c	
+1	+1	+1	0	0	0	#0
+1	+1	-1	0	+1	-1	#1
+1	-1	+1	+1	0	-1	#2
+1	-1	-1	+1	0	-1	#3
-1	+1	+1	-1	0	+1	#4
-1	+1	-1	-1	+1	0	#5
-1	-1	+1	0	-1	+1	#6
-1	-1	-1	0	0	0	#0

由表 6-2 查询表 6-1 便可得到三相电流型 PWM 整流器的开关驱动信号。从表 6-1 可知，在三个相开关函数同时为 0 时（即三逻辑状态序号为#0）包含有三种开关状态#7、#8、#9，此时需要有一相上下开关管都开通，称之为桥臂直通，理论上，选择任何一个相桥臂直通都可使整流器正常工作。然而，为了减小开关动作次数，在三逻辑状态序号为#0 时，应赋予一个确定的开关状态。以三逻辑状态在#1、#3、#0 之间切换为例，由于#1、#3 状态值所对应的开关状态中 c 相下管始终导通，根据开关次数最少的原则，确保#0、#1、#3 状态值间切换时只有一对开关管发生状态变化，此时的零状态取值应取#9。开关管之间的切换原理电路如图 6-7 所示。

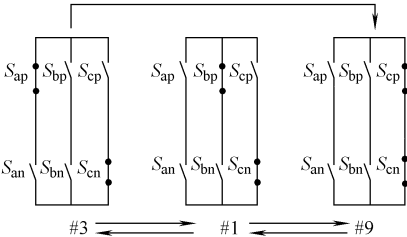


图 6-7 开关管之间的切换原理电路

同理，可分析其他三逻辑 PWM 状态值切换时#0 状态值的选取。一个正弦波调制信号周期中，所有状态值的切换及#0 状态取值如图 6-8 所示。

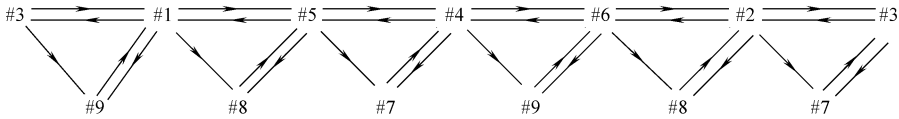


图 6-8 三逻辑 PWM 状态切换及#0 状态取值

三相电流型 SPWM 驱动信号的产生原理如图 6-9 所示。由调制波与载波比较得到两逻辑信号，两逻辑信号经过加减组合运算得到三逻辑信号，而后再根据三逻辑信号查表 6-1 得到对应的开关管驱动逻辑信号。

6.2.2 电流型 PWM 整流器的空间矢量调制（SVM）技术

与电压型 PWM 整流器类似，电流型 PWM 整流器也可采用相应的空间矢量调

制（SVM）技术来实现控制。

定义整流器交流侧输入电流的空间矢量为

$$\boldsymbol{I} = \frac{2}{3}(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{-j\frac{2\pi}{3}})$$

(6-44)

将式（6-5）代入式（6-44），可得

$$\boldsymbol{I} = \frac{2}{3}i_{dc}(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{-j\frac{2\pi}{3}})$$

(6-45)

电流型 PWM 整流器的 6 个开关管总共有表 6-1 所示的 9 种开关状态，每一种状态可以看作为一个矢量，其中有 6 个非零基本空间矢量和 3 个零矢量。零矢量是指某一相的上下两个开关管同时导通，直流电流被这两个开关管短路，而交流电流为零。这 9 种开关状态与电流矢量的对应关系见表 6-3。非零基本空间矢量的模值相等，且为 $2i_{dc}/\sqrt{3}$ ，相位互差 60° 。

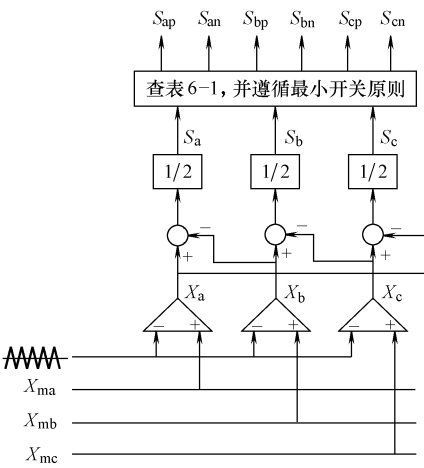


图 6-9 三相电流型 SPWM
驱动信号的产生原理

表 6-3 开关矢量与电流空间矢量的对应关系

开关状态	开关函数			电流空间矢量
	S_a	S_b	S_c	
#3	1	0	-1	$I_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{j\pi/6}i_{dc}$
#1	0	1	-1	$I_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{j\pi/2}i_{dc}$
#5	-1	1	0	$I_3 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{j5\pi/6}i_{dc}$
#4	-1	0	1	$I_4 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{-j5\pi/6}i_{dc}$
#6	0	-1	1	$I_5 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{-j\pi/2}i_{dc}$
#2	1	-1	0	$I_6 = \frac{2}{\sqrt{3}}e^{-j\pi/6}i_{dc}$
#7	0			$I_7 = 0$
#8		0		$I_8 = 0$
#9			0	$I_9 = 0$

电流空间矢量在三相静止坐标系中的分布如图 6-10 所示。 I_r 是参考电流矢量。通过对与 I_r 相邻的两个非零基本电流空间矢量的作用时间的控制，可以合成位于六边形内的任何指令电流矢量，如式 (6-46) 所示。

$$I_r = \frac{I_k T_i + I_{k+1} T_{k+1} + I_0 T_0}{T_s} = \frac{I_k T_i + I_{k+1} T_{k+1}}{T_s} \quad (6-46)$$

式中， T_k 、 T_{k+1} 分别是与 I_r 顺时针和逆时针相邻的电流矢量 I_k 、 I_{k+1} 的作用时间； T_0 是零矢量作用时间。相邻矢量的作用时间可由下式决定：

$$\begin{aligned} T_k &= M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T_s \\ T_{k+1} &= M \sin\theta T_s \\ T_0 &= T_s - T_k - T_{k+1} \end{aligned} \quad (6-47)$$

式中， θ 是 I_r 和与 I_r 顺时针相邻的电流矢量间的夹角； T_s 是开关周期； M 是调制比，其定义为

$$M = \frac{\|I_r\|}{i_{dc}} = \frac{I_{rm}}{i_{dc}} \quad (6-48)$$

若调制比 $M=1$ ，即 $I_{rm}=i_{dc}$ 。此时，参考电流矢量为

$$I_r = i_{dc} e^{j\omega t} \quad (6-49)$$

I_r 的轨迹为一个半径为 i_{dc} 的圆，它反映了可以合成的幅值最大的三相对称正弦电流，也即参考矢量在线性调制区的运行边界，如图 6-11 所示。

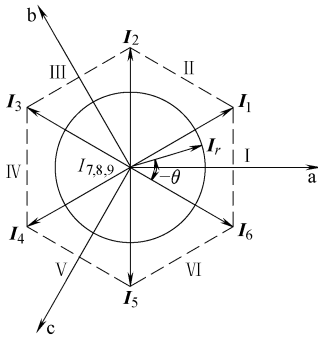


图 6-10 电流型 PWM 整流器的电流矢量分布

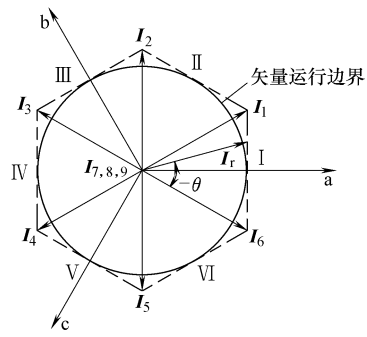


图 6-11 最大三相对称正弦电流的参考矢量 I_r 的轨迹

由式 (6-46)，当两个相邻非零基本矢量作用时间之和为最大时，即 $T_k + T_{k+1} = T_s$ ，参考矢量将获得最大值。将此代入式 (6-47)，可得到 T_k 和 T_{k+1} 的表达式如下：

$$\begin{cases} T_k = T_s \frac{\cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} \\ T_{k+1} = T_s \frac{\sin\theta}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} \end{cases} \quad (6-50)$$

这时, 参考矢量的运行轨迹将在由 6 个基本矢量构成的等边六角形上, 这也是参考矢量的运行边界, 如图 6-12 所示。

空间矢量序列的组织方法不是唯一的, 主要差别在于零矢量的分配方式。这里给出一种零矢量的分配方法: 在扇区 I 或扇区 IV 中, 选择零矢量 I_7 ; 在扇区 II 或扇区 V 中, 选择 I_9 ; 在扇区 III 和扇区 VI 中, 选择 I_8 。以扇区 II 为例, 其开关状态矢量序列如图 6-13 所示。

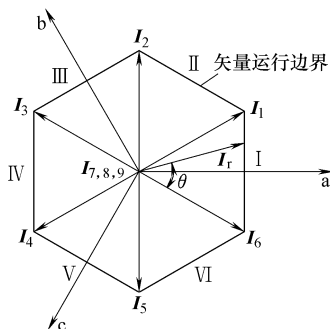


图 6-12 电流矢量运行边界

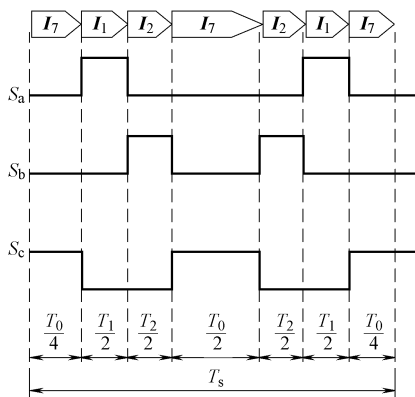


图 6-13 电流型 PWM 整流器的开关状态矢量序列

6.3 三相电流型 PWM 整流器的控制

三相电流型 PWM 整流器的控制对象主要是直流电流和交流电流, 控制目标主要是为直流侧提供恒定的直流电流, 并且实现交流输入侧的单位功率因数。与电压型 PWM 整流器类似, 三相电流型 PWM 整流器的交流电流控制技术也可分为间接电流控制技术和直接电流控制技术, 其区别为是否需要检测交流电流进行反馈控制。

6.3.1 abc 静止坐标系下的间接电流控制原理

电流型 PWM 整流器的间接电流控制是一种交流电流开环的控制方法, 基本控

制原理电路如图 6-14 所示。通过控制整流器交流侧的输入电流来调节电源侧的输入电流。应用 SPWM 技术, 通过对开关调制信号的控制, 就可以实现对整流器交流侧的电流相位和幅值的调节。为了稳定整流器输出的直流电流, 间接电流控制需要引入直流电流闭环控制。

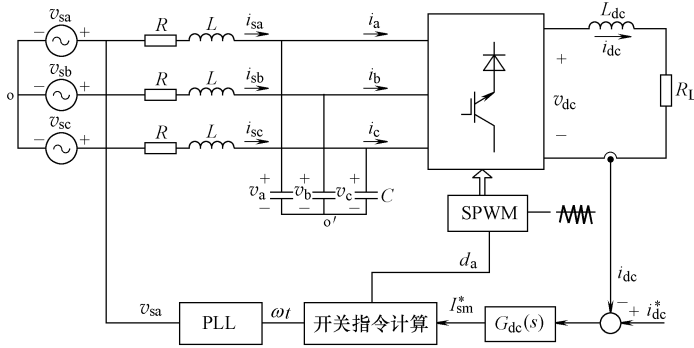


图 6-14 三相电流型整流器间接电流控制的原理电路（以 a 相为例）

根据式 (6-17) 和式 (6-18), 可得到三相开关调制信号与电源电压和交流电的关系式为

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\langle i_{dc} \rangle T_s} \left(LC \frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle T_s \\ \langle i_{sb} \rangle T_s \\ \langle i_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} + RC \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle T_s \\ \langle i_{sb} \rangle T_s \\ \langle i_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle T_s \\ \langle i_{sb} \rangle T_s \\ \langle i_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} - C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle T_s \\ \langle v_{sb} \rangle T_s \\ \langle v_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} \right) \quad (6-51)$$

若三相电流型 PWM 整流器实现单位功率因数控制, 电源电压与交流电流的表达式可写成

$$\begin{bmatrix} \langle v_{sa} \rangle T_s \\ \langle v_{sb} \rangle T_s \\ \langle v_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} = V_{sm} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6-52)$$

$$\begin{bmatrix} \langle i_{sa} \rangle T_s \\ \langle i_{sb} \rangle T_s \\ \langle i_{sc} \rangle T_s \end{bmatrix} = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6-53)$$

将式 (6-52) 和式 (6-53) 代入式 (6-51) 中, 并化简, 得到三相开关调制信号的表达式为

$$\begin{cases} d_a = \frac{1}{\langle i_{dc} \rangle T_s} [(1 - \omega^2 LC) I_{sm} \cos \omega t + (V_{sm} - RI_{sm}) \omega C \sin \omega t] \\ d_b = \frac{1}{\langle i_{dc} \rangle T_s} \left[(1 - \omega^2 LC) I_{sm} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + (V_{sm} - RI_{sm}) \omega C \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ d_c = \frac{1}{\langle i_{dc} \rangle T_s} \left[(1 - \omega^2 LC) I_{sm} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + (V_{sm} - RI_{sm}) \omega C \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{cases} \quad (6-54)$$

显然, 当 R 、 L 、 C 参数一定时, 按式 (6-54) 的开关调制信号对电流型整流器进行 PWM 控制, 则可实现电流型整流器的单位功率因数正弦波电流控制。基于交流侧电流的间接电流控制框图如图 6-15 所示。

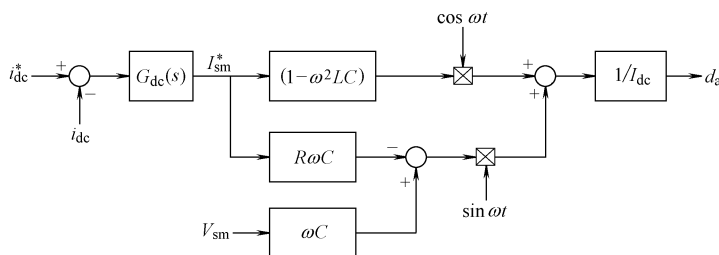


图 6-15 三相电流型整流器的间接电流控制框图（以 a 相为例）

图 6-15 中, 电源侧的交流电流峰值是由直流电流环调节器输出, 没有直接对输入的交流电流进行控制。三相电流型 PWM 整流器的间接电流控制, 实际上是交流电流开环的控制策略, 其控制的依据是 PWM 整流器的稳态方程。间接电流控制简单、成本低, 适用于对 PWM 整流器控制性能要求不高的场合。

6.3.2 abc 静止坐标系下的直接电流控制原理

间接电流控制虽然具有控制结构简单的优点, 然而该控制算法对主电路参数较为敏感, 一旦主电路参数发生改变, 则必然影响交流电流的控制性能。为此, 可引入对交流电流的直接控制, 从而抑制参数变化对控制性能的影响。

在输入电压对称且开关函数也对称的情况下, 由于 $v_{o0'}$ 为零, 三相电路彼此独立, 不存在耦合关系。因而从交流侧看, 可以把三相电流型 PWM 整流器看成是对三个输入电压相位互差 120° 的单相电流型 PWM 整流器进行控制。下面以 a 相为例, 分析电流型 PWM 整流器在 abc 静止坐标系下的控制方法。

为了实现整流器输出直流电流的恒定和输入端接近单位功率因数, 三相电流型 PWM 整流器的直接电流控制通常采用两级环路控制。外环是直流电流控制环, 其目的一般是保持 i_{dc} 的恒定。在直流电流环中, 采样的直流电流与给定值进行比较, 产生的误差信号经过直流电流控制器 $G_{dc}(s)$ 调节后, 输出作为电源侧交流电流的

幅值指令 I_{sm}^* ，将 I_{sm}^* 与电源电压的同步信号相乘，便可得到交流电流的指令信号 i_{sa}^* ，由 i_{sa}^* 和 i_{sa} 经过比较得到的误差信号经过交流电流控制器 $G_s(s)$ 得到调制信号，再经过 SPWM 控制后，便可得到开关控制信号，从而实现输入电流 i_{sa} 跟踪指令电流 i_{sa}^* ，并使得直流电流维持恒定。三相电流型 PWM 整流器在 abc 静止坐标系下的 a 相控制原理电路如图 6-16 所示。b、c 两相与之类似，只是在给定的相位上分别相差 120° 和 240° 。

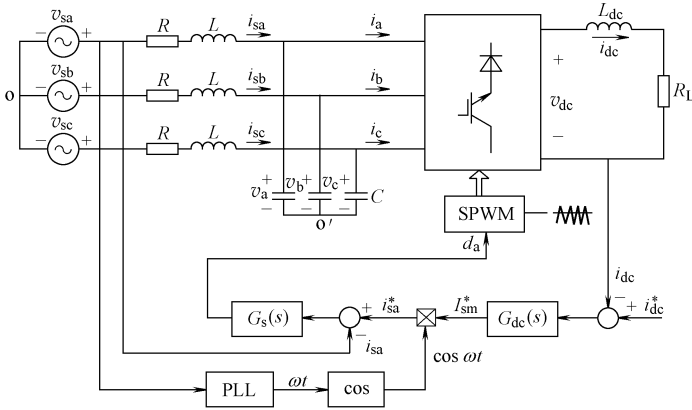


图 6-16 abc 静止坐标系下的三相电流型整流器的直接电流控制原理电路（以 a 相为例）

根据图 6-2 给出的等效电路，可写出交流侧 a 相变量之间的传递函数为

$$\left. \frac{\hat{i}_{sa}(s)}{\hat{i}_a(s)} \right|_{\hat{v}_{sa}=0} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (6-55)$$

$$\left. \frac{\hat{i}_{sa}(s)}{\hat{v}_{sa}(s)} \right|_{\hat{i}_a=0} = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (6-56)$$

$$\left. \frac{\hat{v}_a(s)}{\hat{i}_{sa}(s)} \right|_{\hat{v}_{sa}=0} = Ls + R \quad (6-57)$$

交流侧 b、c 两相变量之间的传递函数与之类似，不再赘述。整流器直流侧电压 v_{dc} 到直流电流 i_{dc} 之间的传递函数为

$$\left. \frac{\hat{i}_{dc}(s)}{\hat{v}_{dc}(s)} \right|_{\hat{v}_{dc}=0} = \frac{1}{L_{dc}s + R_L} \quad (6-58)$$

若忽略高频分量，整流器对指令的响应可近似为时间常数为 T_d 的一阶惯性环节，即

$$\left. \frac{\hat{i}_{dc}(s)}{\hat{i}_a^*(s)} \right|_{\hat{i}_a=0} = \frac{1}{T_d s + 1} \quad (6-59)$$

由式 (6-55) ~ 式 (6-59), 对应于图 6-2, 可得到静止坐标系下的从输入到输出的电路模型等效框图, 如图 6-17 所示。

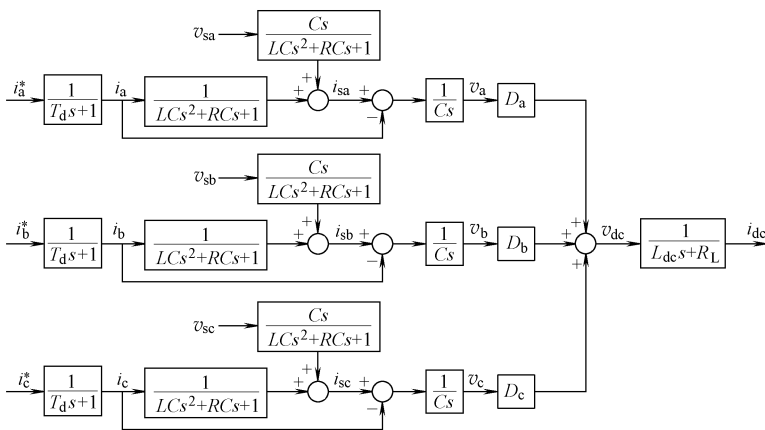


图 6-17 abc 静止坐标系下的电路模型等效框图

结合图 6-16 的控制结构, 可得到与之对应的三相电流型 PWM 整流器的完整框图, 如图 6-18 所示。

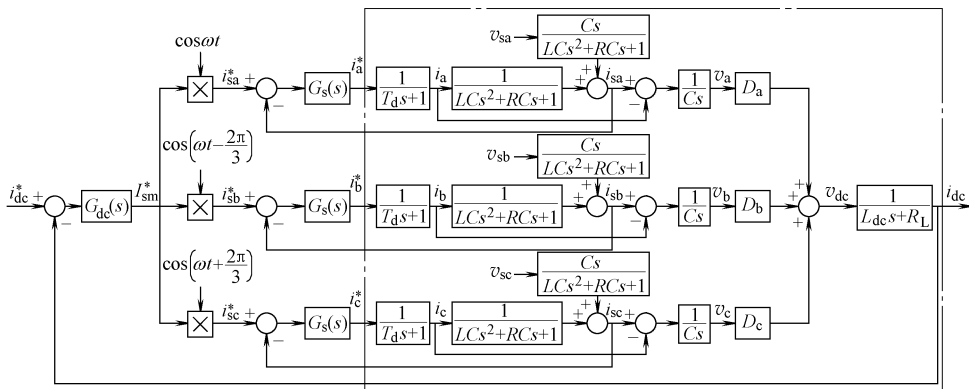


图 6-18 电流型 PWM 整流器在 abc 静止坐标系下的控制系统

当输入电源电压稳定时, 可忽略 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 扰动对控制系统的影响, 此时控制系统的设计得以简化, 简化的控制系统如图 6-19 所示。

从图 6-19 可知, 控制系统由两级控制环路构成, 内环由三个瞬时相电流控制环路构成, 外环为直流电流控制环路。交流电流内环控制结构框图如图 6-20 所示。

由于开关网络对指令的响应时间较快, T_d 较小, 通常满足 $T_d \omega_{cl} \ll 1$, ω_{cl} 为内环的截止频率, 因此内环被控制系统的传递函数可近似为

$$G_1(s) \approx \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (6-60)$$

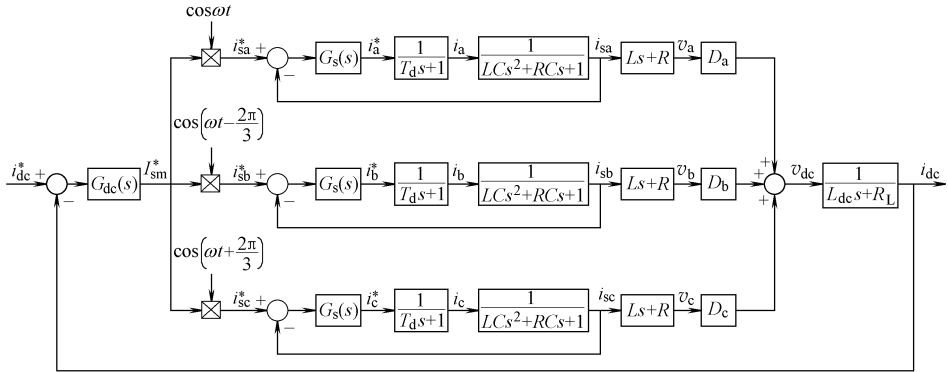


图 6-19 忽略输入电源扰动的控制系统框图

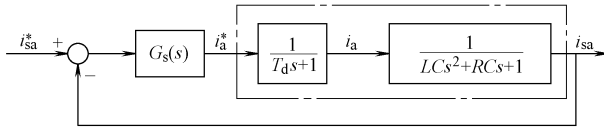


图 6-20 交流电流内环控制结构框图

因此，内环的被控对象为一个二阶系统。控制器 $G_s(s)$ 通常选取 PI 调节器，控制器参数的选取应满足稳定性的要求，同时使得控制环路具有良好的跟随性能。

在设计直流电流外环时，把内环闭环作为一个被控对象。直流电流外环的输出只是改变交流电流内环参考正弦波的幅值。从控制的角度看，被控对象的输入是 50Hz 正弦波的幅值，输出也是 50Hz 正弦波的幅值，该被控对象的增益就是内环闭环传递函数幅频特性上 50Hz 频率对应的增益。由于外环的截止频率要比内环小很多，在设计外环时，可以将内环等效为一阶惯性环节，其时间常数取决于内环的截止频率，从而简化外环的设计。由此可得简化后的内环闭环传递函数为

$$G_{cl}(s) = \frac{K_{cl}}{T_{cl}s + 1} \quad (6-61)$$

式中， K_{cl} 为内环闭环传递函数在 50Hz 处的增益； T_{cl} 为交流电流内环的惯性时间常数。

根据稳态关系，由式 (6-36) 可得

$$D_a \cos \omega t + D_b \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + D_c \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{2}{3} D_d = \frac{V_{dc}}{V_{sm}} (1 - \omega^2 LC) \quad (6-62)$$

根据式 (6-61) 和式 (6-62)，可以把图 6-19 中的直流电流外环被控系统的传递函数写成

$$G_2(s) = \frac{i_{dc}(s)}{I_{sm}^*(s)} = \frac{V_{dc} K_{cl} (1 - \omega^2 LC) (Ls + R)}{V_{sm} (T_{cl}s + 1) (L_{dc}s + R_L)} \quad (6-63)$$

简化后的直流电流外环如图 6-21 所示。

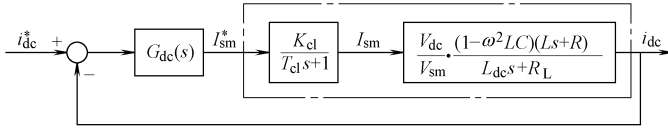


图 6-21 直流电流外环控制框图

6.3.3 dq 旋转坐标系下的直接电流控制原理

从上节的分析可知，虽然 abc 静止坐标系下的各相电流控制互相独立，然而各相电流为交流量，采用常规的 PI 调节器时，将在相电流的幅值和相位上存在静差。为了消除控制静差，可将各个交流量经过同步旋转坐标变换转换成直流量，由于 PI 调节器对直流量的控制不存在静态误差，从而改善系统的控制效果。

三相电流型 PWM 整流器在 dq 旋转坐标系下的控制原理电路如图 6-22 所示。将各个交流量经过同步旋转坐标变换，转换成直流量，同步旋转的角度 ωt 由电源电压锁相得到。为实现直流电流的恒定控制，将直流电流环的输出作为 d 轴电流环路的给定；为实现单位功率因数，将 q 轴的指令电流 i_{sq}^* 设置为 0。电流控制器可以按照一定的控制策略进行设计，所得到的输出经过 SVM 控制后转换成整流器的开关信号。

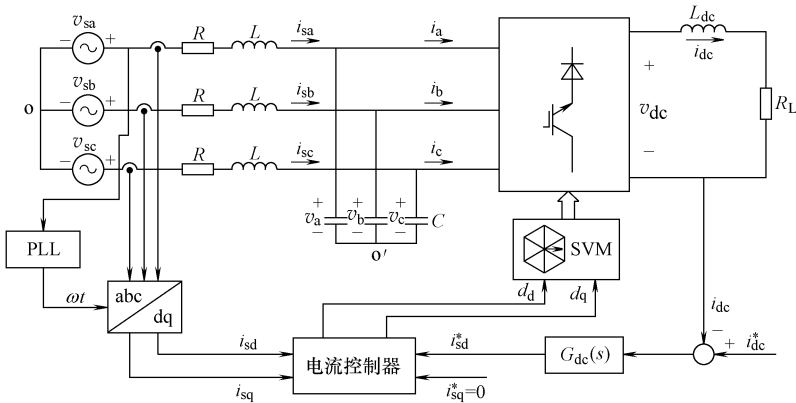


图 6-22 dq 旋转坐标系下的三相电流型 PWM 整流器的直接电流控制原理电路

由式 (6-31)，可写出整流器电源侧交流电流的拉普拉斯方程为

$$\begin{cases} \hat{i}_{sd}(s) = \frac{\hat{v}_{sd}(s) - \hat{v}_d(s) + \omega L \hat{i}_{sq}(s)}{Ls + R} \\ \hat{i}_{sq}(s) = \frac{\hat{v}_{sq}(s) - \hat{v}_q(s) - \omega L \hat{i}_{sd}(s)}{Ls + R} \end{cases} \quad (6-64)$$

由式 (6-32), 可写出电容电压的拉普拉斯方程为

$$\begin{cases} \hat{v}_d(s) = \frac{\hat{i}_{sd}(s) - \hat{i}_d(s) + \omega C \hat{v}_q(s)}{Cs} \\ \hat{v}_q(s) = \frac{\hat{i}_{sq}(s) - \hat{i}_q(s) - \omega C \hat{v}_d(s)}{Cs} \end{cases} \quad (6-65)$$

在忽略输入电阻和变流器损耗的情况下, 由功率平衡可得

$$\frac{3}{2} v_{sd} i_{sd} = v_{dc} i_{dc} \quad (6-66)$$

对上式做小信号扰动, 得到从 $\hat{i}_{sd}$ 到 $\hat{v}_{dc}$ 的传递函数为

$$\left. \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_{sd}(s)} \right|_{\hat{i}_{dc}=0} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{sm}}{I_{dc}} \quad (6-67)$$

由式 (6-64) ~ 式 (6-67) 和式 (6-58), 对应于图 6-4, 可得到 dq 坐标系下的从输入到输出的电路模型等效框图, 如图 6-23 所示。

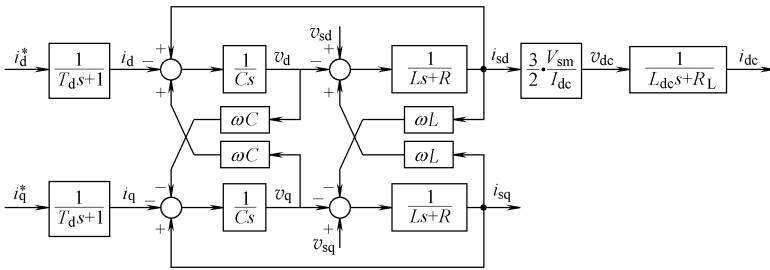


图 6-23 dq 坐标系下的电路模型等效框图

从图 6-23 的模型框图可知, 这是一个多输入多输出系统。系统的交流电流、电压的 d、q 分量之间存在耦合, 这种耦合会影响系统的动态性能, 但是由于耦合系数是常量, 可以通过合理的控制设计来抵消耦合量的影响。下面以 d 轴电容电压的控制为例来说明解耦控制的原理。

假定电容电压 d 轴控制环路的输出指令 i_d^* 为

$$i_d^* = -(v_d^* - v_d)G_v(s) + \omega C v_q + i_{sd} \quad (6-68)$$

式中, $G_v(s)$ 代表电容电压环路控制器。将式 (6-68) 代入式 (6-65), 在忽略控制延时的情况下, 整理得到

$$v_d = (v_d^* - v_d)G_v(s) \frac{1}{Cs} \quad (6-69)$$

根据关系式 (6-69), 可得到电容电压 d 轴环路控制环路框图, 如图 6-24 所示。

可见, 电容电压 d 轴控制环路在该输出指令的

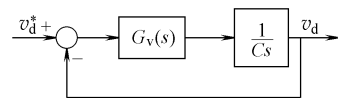


图 6-24 电容电压 d 轴环路控制环路框图

作用下,抵消了来自 q 轴分量的影响,同时也消除了电感电流 d 轴分量对它的影响。

类似地,设定电容电压 q 轴控制环路的输出指令 i_q^* 为

$$i_q^* = -(v_q^* - v_q)G_v(s) - \omega C v_d + i_{sq} \quad (6-70)$$

电容电压的 q 轴控制环路函数关系如下:

$$v_q = (v_q^* - v_q)G_v(s) \frac{1}{Cs} \quad (6-71)$$

同样,整流器电源侧交流电流的 d 、 q 轴控制环路的输出指令 v_d^* 、 v_q^* 为

$$\begin{cases} v_d^* = -(i_{sd}^* - i_{sd})G_i(s) + \omega L i_{sq} + v_{sd} \\ v_q^* = -(i_{sq}^* - i_{sq})G_i(s) - \omega L i_{sd} + v_{sq} \end{cases} \quad (6-72)$$

式中, $G_i(s)$ 代表交流滤波电感的电流环路控制器。在该指令控制作用下,可得到简化后的电源侧交流电流的 d 、 q 轴控制环路函数关系为

$$\begin{cases} i_{sd} = (i_{sd}^* - i_{sd})G_i(s)G_{cv}(s) \frac{1}{Ls + R} \\ i_{sq} = (i_{sq}^* - i_{sq})G_i(s)G_{cv}(s) \frac{1}{Ls + R} \end{cases} \quad (6-73)$$

式中, $G_{cv}(s)$ 为电容电压环路的闭环传递函数。根据关系式 (6-73), 可画出电源侧交流电流 d 轴环路控制框图, 如图 6-25 所示。

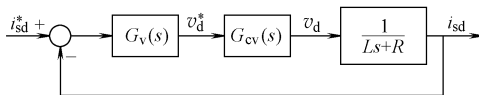


图 6-25 电源侧交流电流的 d 轴环路控制框图

d 轴和 q 轴控制指令经过上述设计后, 实现了 d 轴和 q 轴环路之间的解耦控制, 完整的 d 、 q 解耦控制系统如图 6-26 所示。

图 6-26 中, $G_{dc}(s)$ 代表直流电流环路控制器。基于上述设计, 可画出直流电流环路的控制框图如图 6-27 所示。

图 6-27 中, $G_{ci}(s)$ 为电源侧交流电流环路的闭环传递函数。

从图 6-24、图 6-25 和图 6-27 可以看出, 经过解耦后的控制环路可以按单输入、单输出系统进行设计, 各个控制器的设计更加方便。

6.3.4 基于调制比和相位角的电流型整流器控制原理

6.3.3 节介绍的基于 dq 旋转坐标系的电流型整流器控制方法中, 需要对交流电压和交流电流进行 dq 旋转坐标变换, 同时需要准确的电源电压相位角信息。为了避免坐标变换, 本节将讨论基于调制比 M 和相位角 δ 的电流型整流器控制策略。

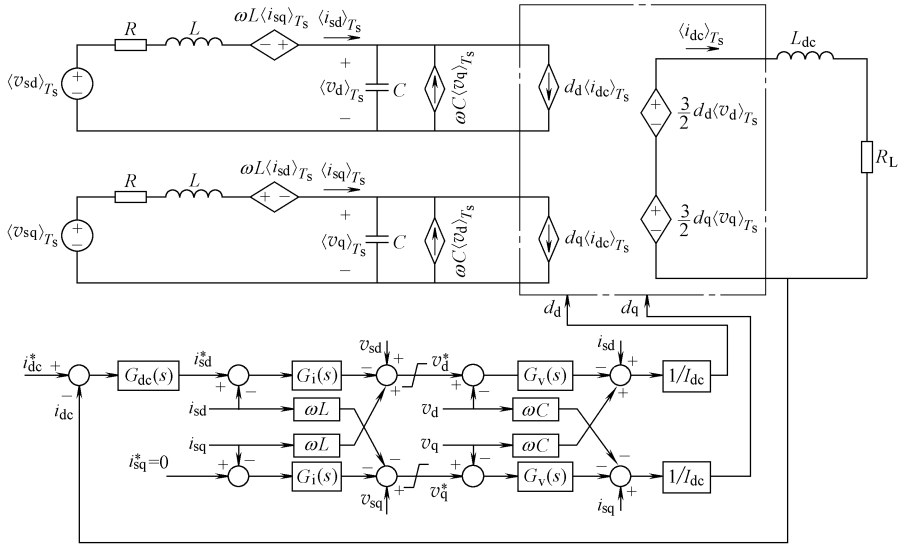


图 6-26 电流型 PWM 整流器在 dq 坐标系下的控制系统

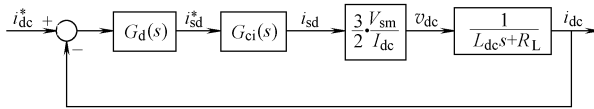


图 6-27 直流电流环路控制框图

根据功率指令求出所需的调制比 M 和相位角 δ ，由这两个参数可以直接计算出 PWM 脉冲，进而驱动整流器。

根据式 (6-40)，由于交流侧滤波电感通常较小，当忽略滤波电感的作用时，有功功率、无功功率与调制比的关系如下：

$$P_s^2 + \left(Q_s + \frac{3}{2} V_{sm}^2 \omega C \right)^2 \approx \left(\frac{3}{2} V_{sm} I_{dc} M \right)^2 \quad (6-74)$$

由式 (6-74) 可得到调制比 M 的计算公式为

$$M \approx \frac{2}{3} \frac{\sqrt{P_s^2 + (Q_s + 1.5 V_{sm}^2 \omega C)^2}}{V_{sm} I_{dc}} \quad (6-75)$$

同样，当忽略滤波电感的作用时，按式 (6-39)，可给出的有功功率和无功率与相位角 δ 的关系如下：

$$\begin{cases} P_s \approx \frac{3}{2} V_{sm} I_{dc} M \cos \delta \\ Q_s \approx -\frac{3}{2} (V_{sm}^2 \omega C + V_{sm} I_{dc} M \sin \delta) \end{cases} \quad (6-76)$$

整理式 (6-76)，得到

$$\begin{cases} P_s \approx \frac{3}{2} V_{sm} I_{dc} M \cos \delta \\ Q_s + \frac{3}{2} V_{sm}^2 \omega C \approx -\frac{3}{2} V_{sm} I_{dc} M \sin \delta \end{cases} \quad (6-77)$$

由式 (6-77) 可得到相位角与有功功率、无功功率的关系为

$$\delta = \arctan \left(\frac{Q_s + 1.5 V_{sm}^2 \omega C}{P_s} \right) \quad (6-78)$$

从式 (6-75) 和式 (6-78) 可知, 调制比和相位角依赖准确的功率控制指令, 这就需要检测输入的功率, 并引入适当的功率控制。根据赤木泰文提出的瞬时功率理论, 可以得出瞬时功率检测方法。

在三相电路中, 将三相电流和电压的瞬时值 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 和 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 变换到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系中, 可以得到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的瞬时电压 $v_{s\alpha}$ 、 $v_{s\beta}$ 和瞬时电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$, 即

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (6-79)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (6-80)$$

三相电路的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6-81)$$

将式 (6-79) 和式 (6-80) 代入式 (6-81), 可得

$$\begin{cases} p = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sb} - v_{sc}) i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa}) i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb}) i_{sc}] \end{cases} \quad (6-82)$$

p 和 q 就是三相电路中的瞬时有功功率和瞬时无功功率。对三相平衡系统, 也可表示为

$$\begin{cases} p = 2v_{sa} i_{sa} + 2v_{sb} i_{sb} + v_{sa} i_{sb} + v_{sb} i_{sa} \\ q = \sqrt{3}(v_{sb} i_{sa} - v_{sa} i_{sb}) \end{cases} \quad (6-83)$$

基于调制比和相位角的电流型整流器闭环控制框图如图 6-28 所示, 由直流电流外环、功率控制内环、调制比和相位角计算、瞬时功率检测等主要环节构成。直流电流环路控制器 $G_{dc}(s)$ 和功率环路控制器 $G_{pq}(s)$ 可采用 PI 控制器。直流电流外环用于调节负载输出的电流, 其输出作为有功功率环的指令。为了消除计算调制

- [5] 谈龙成, 李耀华, 刘丛伟, 等. 三相电流型 PWM 整流器的功率因数控制方法 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (2): 86-93.
- [6] 李建林, 林平, 王长永, 等. 基于载波相移 SPWM 技术的电流型有源电力滤波器的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23 (10): 99-103.
- [7] 李玉玲, 张仲超. 基于空间矢量的电流型整流器的功率因数校正技术研究 [J]. 电气传动, 2005, 35 (5): 21-23.
- [8] 史云鹏, 李君, 徐德鸿, 等. 超导储能系统用四模块组合变换器功率控制设计和实验研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (21): 160-165.
- [9] Xiao Wang, Boon-Teck Ooi. Unity PF current-source rectifier based on dynamic tri-logic PWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8 (3): 288-294.
- [10] Soo-Bin Han, Nan-Sup Choi, Chun-Taik Rim. Modeling and Analysis of Static and Dynamic Characteristic for Buck type Three-phase PWM Rectifier by Circvit DQ Transformation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (2): 323-336.
- [11] Zargari N R, Joos G. A current-controlled current source type unity power factor PWM converter [C]. Industry Applications Society Annual Meeting, Oct., 1993: 793-799.
- [12] Jose R Espinoza, Geza Joos. Current-source converter on-line pattern generator switching frequency minimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44 (2): 198-206.
- [13] Changjin Liu, Dehong Xu, Li Jun. Three-phase current-source buck type PFC converter with reverse-blocking IGBTs [C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference 2007: 1331-1335.
- [14] Nishida Y, Kondoh T, Ishikawa M, et al. Three-phase PWM-current-source type PFC rectifier [C]. Power Conversion Conference, April, 2002: 1217-1222.
- [15] Juan W Dixon, Boon-Teck Ooi. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1988, 35 (4): 508-515.
- [16] Jose R Espinoza, Geza Joos. State variable decoupling and power flow control in PWM current-source rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45 (1): 78-87.
- [17] Akagi Hirofumi. Instantaneous reactive power compensatitors comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20 (3): 625-630.
- [18] Navid R Zargari, Geza Joos, Phoivos D Ziogas. Input filter design for SPWM current-source rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry Applications. 1994, 30 (6): 1573-1579.

第 7 章 软开关有源功率因数校正技术

7.1 PFC 软开关技术的意义

电力电子技术进步与功率器件的发展密不可分，从早期的普通晶闸管到 GTO 晶闸管，再到 GTR、MOSFET 和 IGBT，正是高频可关断全控型器件的发展，使得变换器可以工作在较高的开关频率，从而可以减小装置体积、提高变换器的功率密度，同时优化变换器动态特性。

图 7-1 所示为 Boost 型单相 PFC 变换器电路，开关管（功率场效应管）V 在一个开关周期中的电压、电流波形如图 7-2 所示。在 V 关断阶段，当使能 V 驱动信号关断后，由于此时升压电感 L 电流无法突变且没有其他回路，因此开关管 V 导通电流不会变化。V 漏源极电压 V_V 上升，当 V_V 等于直流侧电压 V_{dc} ，二极管 VD 导通，此时 V 与 VD 开始换流，当二极管 VD 电流等于电感电流 I_L ，开关管 V 电流恰好减小到零，V 完全关断。考虑线路寄生电感的影响，开关管 V 漏源极电压 V_V 最大值会高于直流侧电压 V_{dc} 。V 关断阶段电压与电流的乘积为关断损耗功率 p_{off} 。

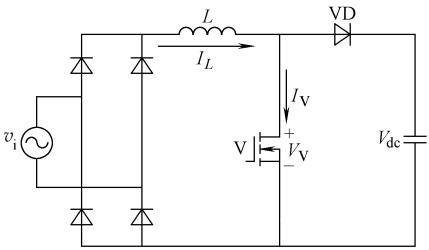


图 7-1 Boost 型单相 PFC 变换器电路

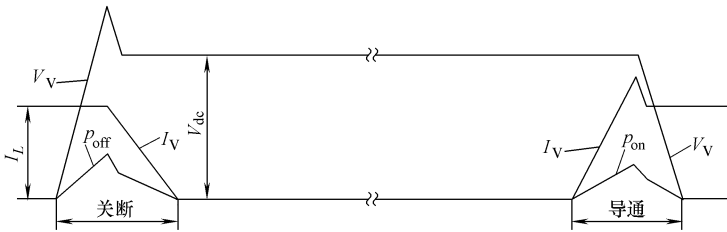


图 7-2 Boost 型单相 PFC 变换器开关管开关电压、电流波形

开关管 V 开通阶段，当使能开关管 V 驱动信号开通后，开关管 V 开始与二极管 VD 换流，由于此时二极管 VD 仍然导通，箝位开关管 V 漏源极电压 V_V 为直流侧电压 V_{dc} 。当开关管 V 电流等于电感电流 I_L ，二极管 VD 开始关断，考虑二极管反向恢复特性，开关管 V 流过电流继续增加，直到二极管反向恢复结束。V 开通阶段电压、电流的乘积为开通损耗功率 p_{on} 。开关管 V 开关电压、电流相平面波形

如图 7-3 所示。

由上述分析可得,在硬开关条件下,开关管的开关损耗会随着开关频率的提高而增加,使得变换器的效率下降。此外,随着开关频率的提高,变换器中开关管电压和电流的变化率也增大,电磁干扰会更加严重,特别是反向恢复特性较差的二极管在较高开关频率工作时,对变换器的电磁干扰(EMI)非常严重。如果可以在开关管开通之前使其漏极和源极间电压降为零,或者在开关管关断之前使其导通电流

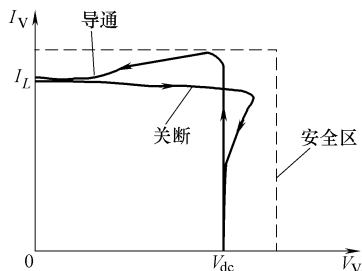


图 7-3 Boost 型单相 PFC 变换器开关管开关电压、电流波形相平面图

先降为零,则可以大大减小开关管开关损耗。上述两种开关状态称为开关管零电压开通和零电流关断,统称为软开关技术。采用功率器件软开关技术,一方面可以减小开关管开关损耗,提高变换器效率;另一方面可以降低开关管换流时的电压或电流变化率,从而有效降低变换器 EMI。为了提高变换器效率,降低 EMI,各种各样的软开关技术应运而生。

7.2 软开关单相功率因数校正器

软开关技术在单相和三相功率因数校正器中的应用一直是电力电子技术的研究热点之一。电力电子器件软开关技术可以分为不需要辅助开关管的无源缓冲技术和需要辅助开关管的有源软开关技术,无损缓冲和有损缓冲是两种主要的无源软开关技术。无损缓冲和有损缓冲的区别在于缓冲器件上的能量是否可以在主电路中循环使用还是需要阻性元件消耗。无源缓冲开通的一般原理是在开关管的开通支路上串联电感,以限制开通电流上升率;无源缓冲关断的一般原理是在开关管上并联电容,以限制关断时开关管电压上升率。一般来说,无源缓冲技术无法取得真正的零电压开关(ZVS)或零电流开关(ZCS),对于电路损耗的减少是有限的,在开关频率较高的场合,一般不采用无源缓冲电路。

在各种单相功率因数校正器拓扑中,图 7-4 所示的 Boost 型 PFC 变换器电路由于具有输入电流连续、电流波形畸变小、输入电流脉动小,以及采用共源极驱动电路等优点,在工业界具有广泛的应用。

对于 Boost 型单相 PFC 变换器,根据输入电感中的电流是否在一个开关周期减小到零,可以分为电流连续模式(CCM)和电流断续模式(DCM)。此外,还有介于两者之间的

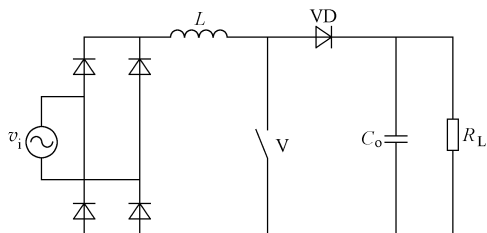


图 7-4 Boost 型单相 PFC 变换器电路

电流临界模式 (CRM)，但是 CRM 需要变频工作，因此在控制上与普通的 PFC 有很大的不同。

工作在 CCM 下的优点是：输入电流的纹波会比较小，EMI 滤波器也可以比较小，变换器中开关管和二极管的电流应力也比较小。CCM 的缺点是：输入电感值比较大，存在着比较严重的二极管反向恢复问题，会产生较大的开关损耗。

而 DCM 的优缺点正好和 CCM 相反。其优点是：输入电感值比较小，并且不存在二极管的反向恢复问题。其缺点是：输入电流的纹波很大，需要较大的 EMI 滤波器，变换器中开关管和二极管中的最大电流可以达到同等功率 CCM 变换器中的两倍，因此在输出同等功率情况下，所使用的元器件的功率等级比较大。一般对于输出功率在 1kW 以上等级的变换器，CCM 比 DCM 具有相对的优越性。

对于工作在 CCM 下的 Boost 型 PFC 变换器，除了开关损耗外，二极管的反向恢复也是一个严重的问题。在图 7-4 所示的 Boost 型 PFC 变换器中，因为电路通常工作在几十到上百千赫的开关频率，所以必须采用超快恢复二极管。目前，工作在 600 ~ 1200V 电压等级的通常为硅 PiN 二极管，硅 PiN 二极管是一种少子器件，在正向导通的过程中，会储存大量少数载流子，在二极管关断之前，这些储存的少数载流子必须和多数载流子复合，这会引起反向恢复电流，增加关断损耗。在主开关管开通，二极管中的电流向主开关管换流的过程中，由于二极管的自身特性，二极管在流过的电流到零后不会马上截止，而是要流过一个反向恢复电流，经过一个反向恢复时间，二极管的电流才会截止。在二极管的反向恢复过程中，输出电容、二极管和开关管组成了一个闭合回路，回路的阻抗非常小，而输出电容上的电压很高，通常在 400V 左右，因此由反向恢复引起的电流非常大，可以达到主开关管正常工作电流的十几倍，图 7-5 所示为实验得到的硬开关 Boost 型 PFC 中开关管上的电压和电流波形，从图 7-5 中可以看到，开关管在导通时会有一个很大的电流尖冲。由于在反向恢复过程中，加在主开关管上的电压为输出电容的电压（通常为 400V 左右），并且开关管工作在很高的频率，二极管的反向恢复会在主开关管上引起可观的开关损耗，并且在短暂的反向恢复时间内，电路中电流的变化率非常大，过高的 di/dt 会引起严重的 EMI 问题。

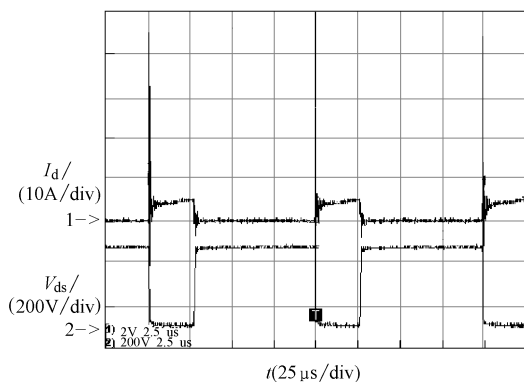


图 7-5 硬开关 Boost 型 PFC 变换器中
开关管上的电压和电流波形

因此，在软开关的 PFC 技术中，抑制二极管的反向恢复，始终是一个非常重要的问题。在过去的二十几年中，有许多优秀的拓扑被提出，有的可以有效抑制二极管的反向恢复，有的拓扑除了抑制二极管的反向恢复外，还能够实现开关管的软开关，减少开关损耗，使得变换器的效率进一步提高。下面对各种软开关拓扑分别进行论述。

7.2.1 几种常见的单相软开关 PFC 变换器拓扑

7.2.1.1 无源无损缓冲电路

在软开关技术中，无源无损缓冲电路因为不增加额外的有源器件，只是采用无源元件来抑制二极管的反向恢复，并且能够实现开关管的软开关，因此具有电路成本低、控制简单等优点。图 7-6 所示的无源无损缓冲电路能够实现主开关的零电压关断和近似零电流开通。谐振电感 L_s 串联在由二极管、开关管和输出电容组成的回路中，所以二极管的反向恢复得到抑制。电路的缺点是结构比较复杂，使用了较多的无源元件，尤其是二极管，此外电路的导通损耗也比较可观。其工作等效电路如图 7-7 所示。

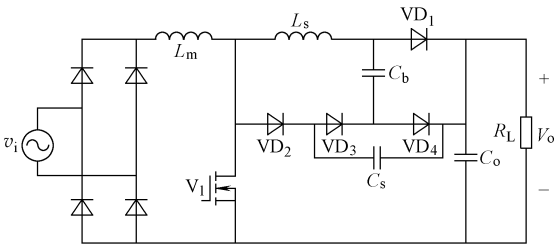


图 7-6 无源无损缓冲电路

图 7-8 所示为采用耦合电感抑制二极管反向恢复的 PFC 变换器，其核心思想是在开关管关断后，Boost 电感通过二极管向输出电容释放能量的过程中，由于耦合电感的作用，二极管 VD_o 的电流转移到二极管 VD_c ，在开关管再次开通之前，二极管 VD_o 已经关断。这样，在主开关管导通时，二极管 VD_o 没有反向恢复问题，而在二极管 VD_c 的反向恢复过程中，由于有耦合电感的漏感存在，所以二极管的反向恢复得到了抑制。在该电路中，主开关管是在零电流条件下导通的，而主开关管两端并联电容，也可以减少主开关管的关断损耗。电路的缺点是：二极管 VD_c 的输出电容会和耦合电感发生寄生振荡，因此需要在 VD_c 上加入 RCD 缓冲电路，这会带来一定的损耗。二极管 VD_c 必须采用耐压比较高的快恢复二极管，这增加了系统的成本，并且由于耐压高的二极管的导通压降也比较大，因此也增加了变换器的导通损耗。图 7-9 为采用耦合电感抑制二极管反向恢复的电路的工作等效电路，图 7-10 为采用耦合电感抑制二极管反向恢复电路的关键点波形。

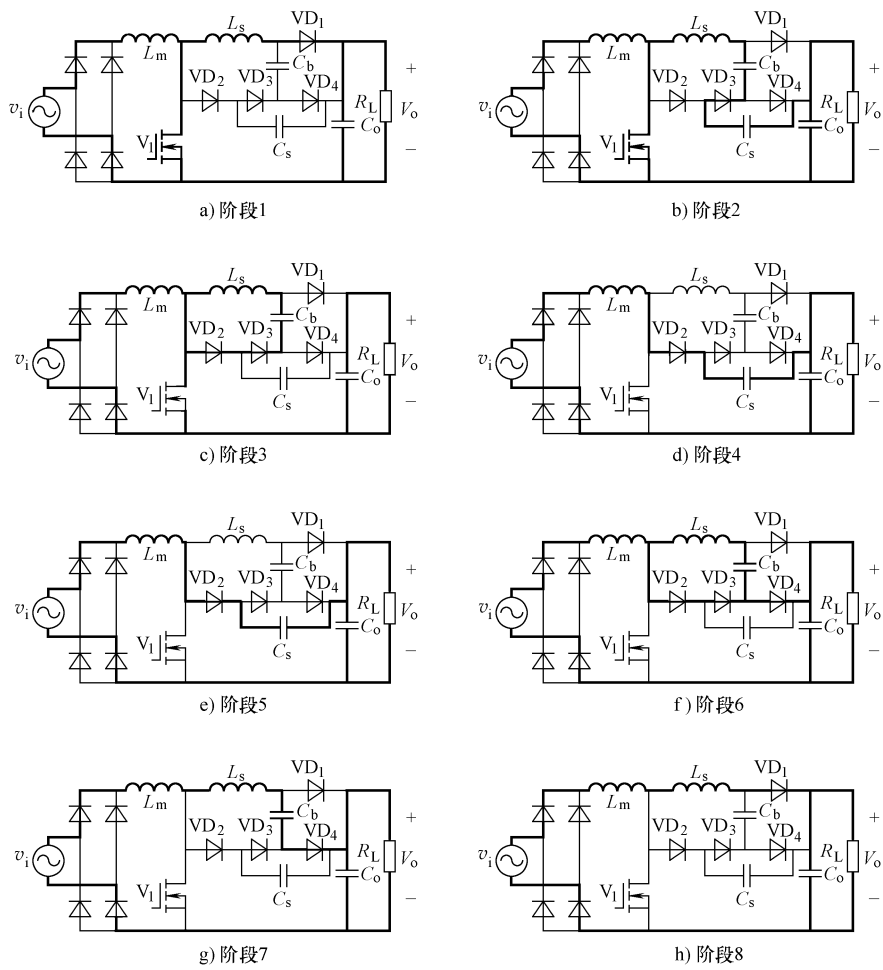
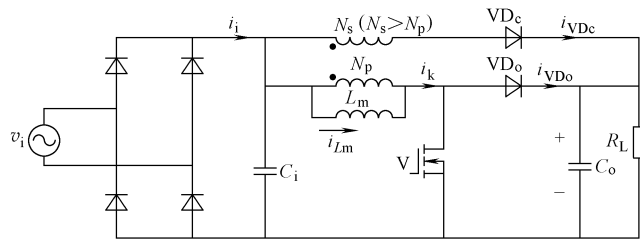


图 7-7 带无源无损缓冲电路的 Boost 型 PFC 变换器工作等效电路



7.2.1.2 扩展周期准谐振软开关 PFC 变换器

在准谐振变换器中，通过谐振使得开关管上的电压和电流按正弦规律变化，从而为开关创造零电压或零电流软开关条件。图 7-11 所示为扩展周期准谐振软开

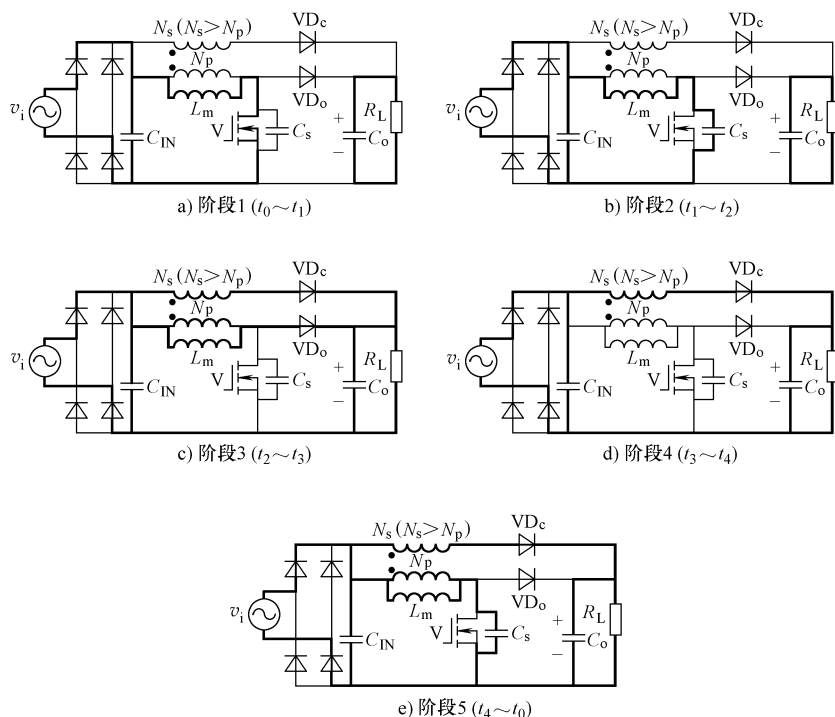
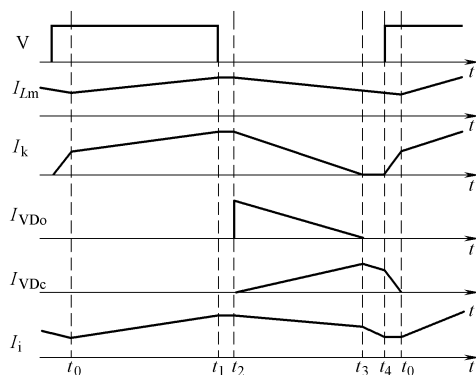


图 7-9 采用耦合电感抑制二极管反向恢复的电路的工作等效电路

图 7-10 采用耦合电感抑制二极管
反向恢复电路的关键点波形

关 PFC 变换器电路，由于谐振电感 L_r 的存在，主开关 V_1 在零电流条件下开通，二极管的反向恢复得到了抑制。辅助开关管 V_2 在零电压条件下开通、零电流情况下关断。电路中开关管的电压应力较小，但是电路中开关管的电流应力较大，这也是谐振电路的共同缺点。

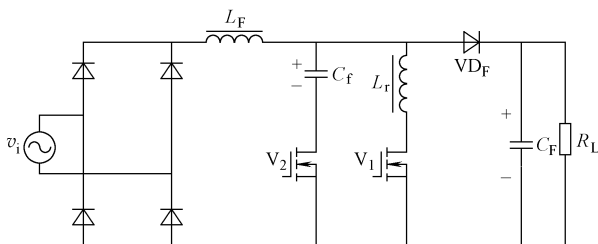


图 7-11 扩展周期准谐振软开关 PFC 变换器电路

7.2.1.3 ZVT 软开关 PFC 变换器电路

零电压转换 (ZVT) 软开关单相 PFC 变换器电路通常有缓冲电容与主开关管并联, 在主开关管开通之前, 通过辅助电路动作将缓冲电容上的电压降为零, 以实现主开关管零电压开通; 主开关管开通后, 一般辅助开关管不再参与电路运行, 主开关管零电压关断靠开关管并联电容实现。

图 7-12 所示为 ZVT 软开关 PFC 变换器电路, 辅助开关管在主开关管开通之前导通, 通过电容 C_r 与谐振电感 L_r 的谐振, 为主开关管创造零电压开通的条件, 在主开关管开通后, 辅助开关管关断, 谐振电感的能量传送到输出电容。在 ZVT PFC 变换器中, 最大的优点在于二极管的反向恢复得到了抑制, 同时主开关管是零电压开通和关断的。但辅助开关管为硬开关, 辅助开关管造成的开关损耗部分抵消了主开关管 ZVS 时降低的损耗。在这个电路中, 还存在着辅助开关管的寄生电容和谐振电感之间的寄生振荡。

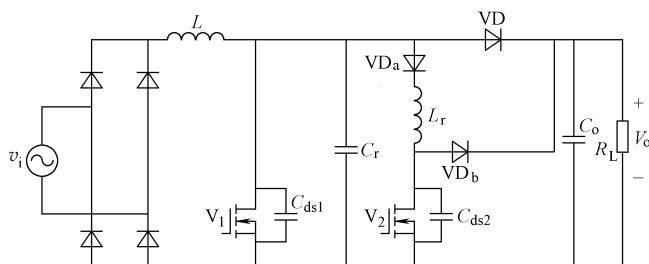


图 7-12 ZVT 软开关 PFC 变换器电路 1

图 7-13 所示为 ZVT 软开关 PFC 变换器电路, 辅助开关管在主开关管开通之前导通, 为主开关管创造零电压开通的条件, 在主开关管开通后, 辅助开关管关断, 谐振电感的能量传送到输出电容。在 ZVT 软开关 PFC 变换器电路中, 二极管的反向恢复得到了抑制, 并且主开关管是零电压开通和关断的, 辅助开关管是零电压关断的。但是辅助开关管是硬开关导通的。在这个电路中, 也存在着辅助开关管的寄生电容和谐振电感之间的寄生振荡。

图 7-14 所示为另一种 ZVT 软开关 PFC 变换器。它是为了抑制辅助开关管的寄生电容和谐振电感所产生的振荡, 在辅助支路中串联一个饱和电感和一个快恢复二

极管,在该电路中二极管的反向恢复得到了抑制,并且主开关管是零电压开通和关断的。开关管的电压和电流应力都比较小。该电路的缺点是辅助开关管是硬开关开通和关断的,工作在高频时会有一定的损耗。

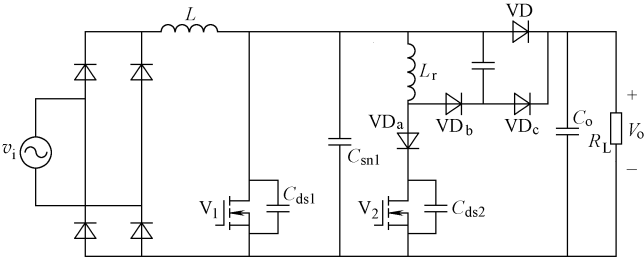


图 7-13 ZVT 软开关 PFC 变换器电路 2

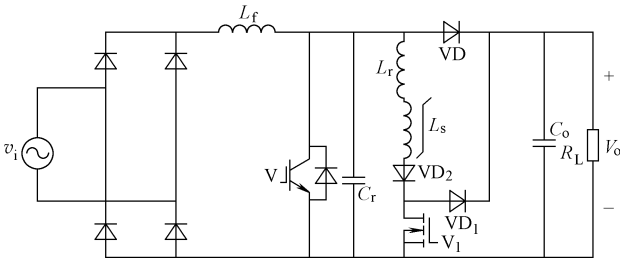


图 7-14 ZVT 软开关 PFC 变换器电路 3

为了降低 ZVT 软开关 PFC 变换器辅助开关管的开关损耗,可以在辅助网络中串入一个电压源,用来将电感电流在辅助开关管关断前减小到零,以减小辅助开关管的开关损耗,实现辅助开关管的零电流关断,如图 7-15 所示。图 7-16 表示出了传统的 ZVT 软开关 PFC 变换器与改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器辅助电感电流波形的区别。图 7-15 中的电压源,可以直接利用输入或输出电压源通过某种方式接入,也有利用耦合电感或变压器耦合到输入或输出电压源。图 7-17 就是一种利用网侧电压将辅助电感的电流复位到零,从而实现辅助开关管零电流关断的改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器。该电路不需要引入额外的磁元件就可以实现辅助开关管零电

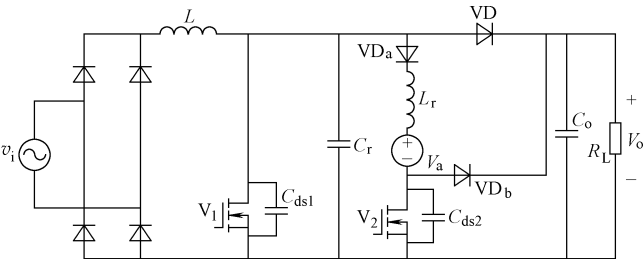


图 7-15 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路

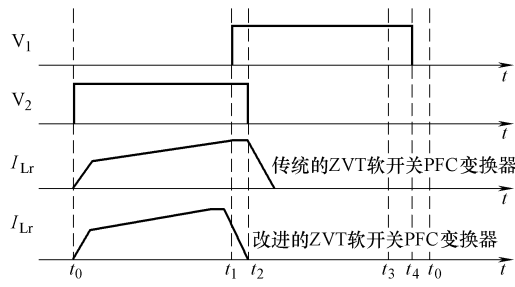


图 7-16 传统的 ZVT 软开关 PFC 变换器与改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器辅助电感电流波形

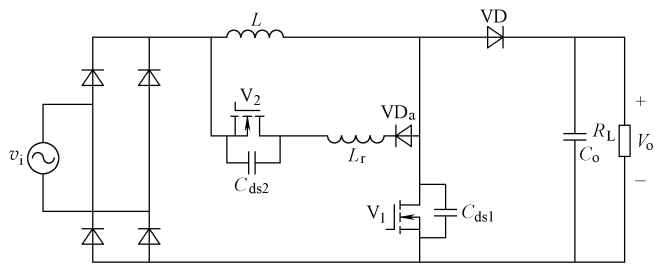


图 7-17 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器（利用输入电压源复位）

流关断，在 DC-DC 变换器中较有优势，但该电路电感电流复位的速度取决于输入和输出的电压差，在功率因数校正器中应用时，网侧输入电压正弦变化导致在输入电压过零时，辅助电感电流的下降速度很快，在输入电压峰值点时，辅助电感电流下降速度慢，辅助开关管导通时间长，影响有效的占空比，使得辅助谐振电感值和辅助开关管的控制逻辑较难确定。

图 7-18 所示为使用耦合电感反馈的改进的 ZVT 软开关 PFC 电路，通过耦合电感产生电感电流复位电压源，通过将一部分谐振电感电流转移到耦合电感上，降低辅助开关管关断时的谐振电感电流。谐振电感电流在辅助开关管关断前能下降多少，主要取决于耦合电感的匝数比和励磁电感电感量的大小，由于二极管和开关管寄生电容的存在，参数设计较为复杂，耦合电感的匝数比和励磁电感电感量往往难以实现最优设计。辅助电感和励磁电感会与辅助网络中二极管的寄生电容谐振，产生较高的电压应力。虽然主开关管能实现零电压开通，辅助开关管也能够实现零电流关断，但是增加较多的辅助电路器件导致额外的电路损耗。图 7-19 和图 7-20 所示的电路是另外两种使用耦合电感反馈的改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑。

图 7-21 所示为另外一种改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器，除了使用耦合电感反馈外，在图 7-18 的基础上增加了二极管和电容缓冲电路，与没有增加电容缓冲电路的改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器拓扑的主要区别是，能够使辅助开关管关断时

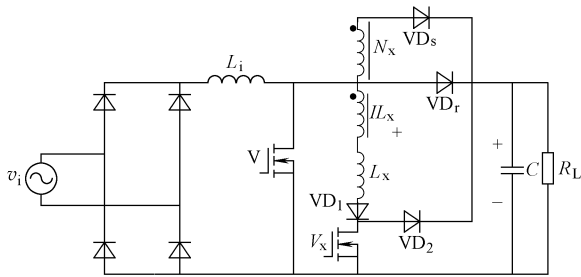


图 7-18 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 1
(耦合电感产生电感电流复位电压源)

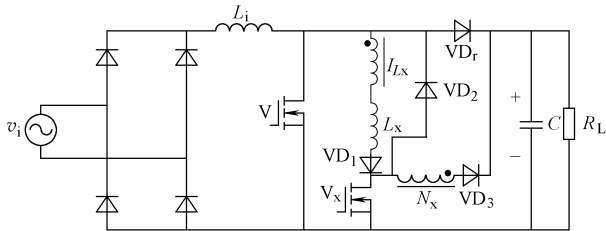


图 7-19 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 2
(耦合电感产生电感电流复位电压源)

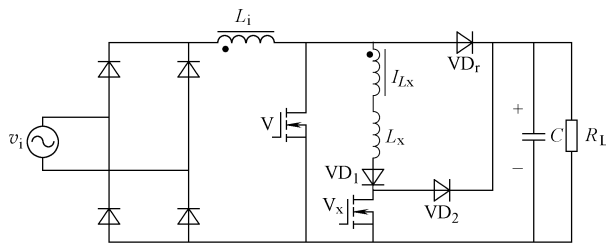


图 7-20 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 3
(耦合电感产生电感电流复位电压源)

漏源极之间的电压上升率较慢，以进一步减小辅助开关管关断损耗。当辅助开关管关断时， C_f 吸收谐振电感上的能量，并在主开关管关断时，将此能量转移至负载。除了保持主开关管零电压开关的优点外，辅助开关管为零电流关断，辅助开关管的电流应力也比较小。该电路的缺点是使用了较多的元器件，采用耦合电感也增加了变换器的体积和重量。图 7-22 和图 7-23 是在图 7-19 和图 7-20 所示电路的基础上增加了二极管和电容缓冲电路，以使辅助开关管关断时漏源极之间的电压上升率较慢，进一步减小辅助开关管关断损耗。图 7-23 所示的电路能够利用输入侧滤波电感构造辅助绕组进行电流复位，有利于减少磁性元件数量，同时谐振电感可以利用耦合电感绕组的漏磁，便于集成化设计。

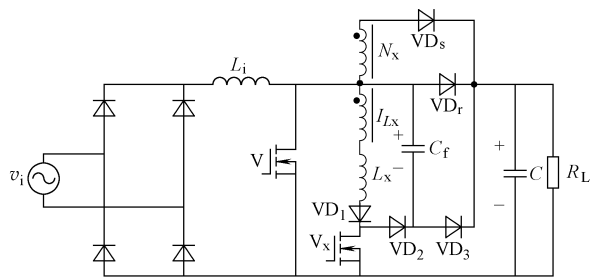


图 7-21 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 1
(增加二极管和电容缓冲电路)

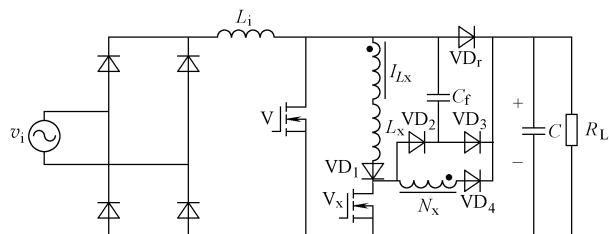


图 7-22 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 2
(增加二极管和电容缓冲电路)

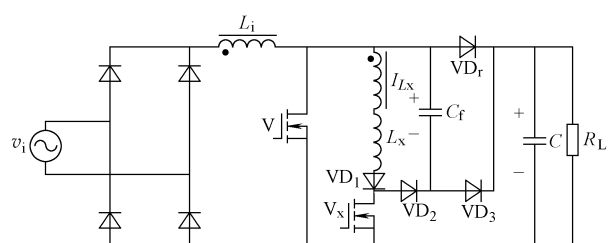


图 7-23 改进的 ZVT 软开关 PFC 变换器电路拓扑 3
(增加二极管和电容缓冲电路)

7.2.1.4 ZCT 软开关 PFC 变换器

零电流转换 (ZVT) 软开关 PFC 变换器可以实现主开关管的零电压开关, 而对于使用 IGBT 为主开关管的 PFC 电路, 主开关管工作在零电流条件下可以更好地提高变换器的效率。ZCT 软开关 PFC 变换器的基本思路是通过控制辅助开关管, 在主开关管关断之前工作, 使主开关管的电流减小到零, 从而实现主开关管的零电流关断。当主开关管零电流关断后, 辅助开关管也停止工作。图 7-24 所示为 ZCT 软开关 PFC 变换器, 辅助开关管 V_2 在主开关管 V_1 关断前先导通, 谐振电容 C_r 与谐振电感 L_r 谐振, 当主开关管 V_1 反并二极管导通时, 主开关管 V_1 电流过零变负, 此时关断主开关管可以实现主开关管的零电流关断。主开关管的反并二极管关断

后, 关断辅助开关管 V_2 , 此时辅助谐振支路二极管 VD_r 导通, 为谐振电感 L_r 提供能量释放回路。电路中的主开关管和辅助开关管均为零电流关断, 适合于采用 IGBT 作为主开关管的电路。但是两个开关管都是硬开关开通的, 并且电路不能抑制二极管的反向恢复, 因此电路不适合工作在 CCM 下。图 7-25 所示为改进的 ZCT 软开关 PFC 变换器电路, 该电路中的主开关管可以实现零电流关断和零电压导通, 并且辅助开关管是零电流关断的, 二极管的反向恢复得到了抑制, 电路可以工作在 CCM 下, 适合于单相 Boost 型 PFC 变换器电路应用, 但是在一个工作周期内, 辅助开关管要动作两次, 使得控制比较复杂。

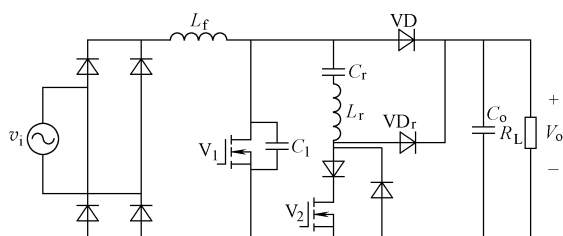


图 7-24 ZCT 软开关 PFC 变换器电路

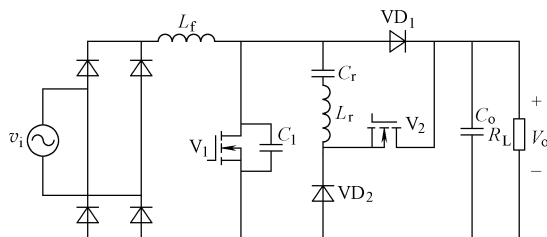


图 7-25 改进的 ZCT 软开关 PFC 变换器电路

图 7-26 所示为采用零电流-零电压开关 (ZC-ZVS) 有源缓冲电路的 PFC, 这种 ZC-ZVS 有源缓冲电路由谐振电感 L_s , 箝位电容 C_c 和箝位二极管 VD_c 构成, 谐振电感 L_s 与主开关管和 Boost 二极管串联, 因此电路能够有效地抑制二极管的反向恢复, 主开关管 V 为零电流关断, 而辅助开关管 V_1 在零电压条件下开通。但主开关管是硬开关开通的, 并且辅助开关管是硬开关关断的, 由于谐振电感和续流二极

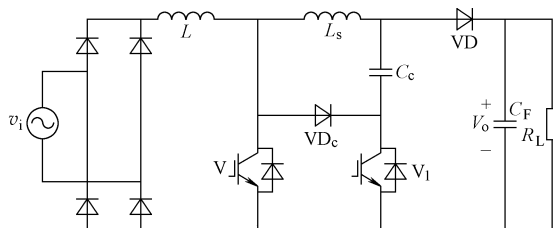


图 7-26 采用 ZC-ZVS 有源缓冲电路的 PFC 变换器

管串联,会导致续流二极管承受额外的电压应力。

7.2.1.5 ZCS 软开关 PFC 变换器

在软开关 PFC 变换器的发展过程中,也出现了能够使得开关管在零电流条件下导通和关断的 ZCS 软开关 PFC 变换器,这一类拓扑的一般特点是在主电路中串入辅助电感,利用这个电感抑制开通时的电流,使开关管中的电流从零缓慢上升,大大减小开通损耗和二极管的反向恢复损耗。然后利用辅助开关管在主开关管关断之前动作,构成一个谐振网络,将主开关管中的电流预先复位到零,或者使主开关管的体二极管导通,然后关断主开关管,实现零电流关断。

图 7-27 和图 7-28 是两种典型的 ZCS 软开关 PFC 变换器电路,两种拓扑的主要区别在于辅助开关管的连接方向相反,图 7-27 所示的电路开关管可以实现共地驱动,图 7-28 所示的电路辅助开关管则必须浮地驱动。为了实现主开关管的零电流关断,谐振环路的峰值电流一般会高于 PFC 输入电流,因此主开关管 V_1 中的峰值电流会超过两倍的输入电流峰值。另外,谐振电感串在主回路中,谐振过程中电感上的电压由谐振电容的电压决定,而谐振电容电压应力影响着二极管的电压应力,图 7-27 和图 7-28 两种典型的 ZCS 软开关 PFC 变换器二极管的电压应力也会达到两倍的输出电压,主开关管电流应力大和二极管电压应力大是 ZCS 软开关 PFC 变换器的主要缺点。

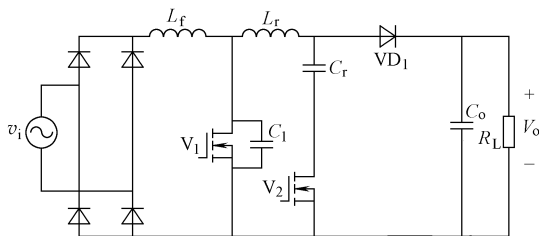


图 7-27 ZCS 软开关 PFC 变换器电路 1

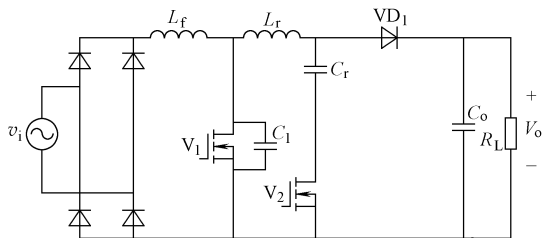


图 7-28 ZCS 软开关 PFC 变换器电路 2

为了降低 ZCS 软开关 PFC 变换器主开关管的电流应力,可以在原来谐振回路的基础上,另外构造一个电流回路来实现分流的目的。图 7-29 ~ 图 7-31 所示的电路是三种相同类型的 ZCS 软开关 PFC 变换器,主要区别在于谐振电容 C_r 连接关系

不同。该类电路利用两个谐振电感分别与两个开关管串联，构造两条谐振支路，每个开关管只流过一个谐振支路的电流。由于二极管 VD_1 的作用，主开关管串联谐振电感 L_1 电流最大值等于网侧输入电流峰值，则不会增加主开关管 V_1 中的电流应力。 V_2 与 L_2 构成的谐振环路完成整个谐振周期， L_2 中的电流反向流过 V_2 的体二极管，以实现辅助开关管的零电流关断。该类电路能够实现主开关管和辅助开关管的零电流开关，并且二极管的反向恢复得到了抑制，主要缺点是开关管上承受很高的电压应力，因此必须选择具有很高耐压的器件。

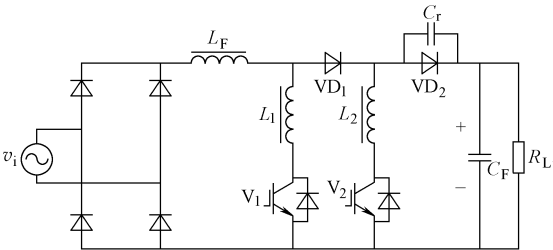


图 7-29 ZCS 软开关 PFC 变换器电路 1

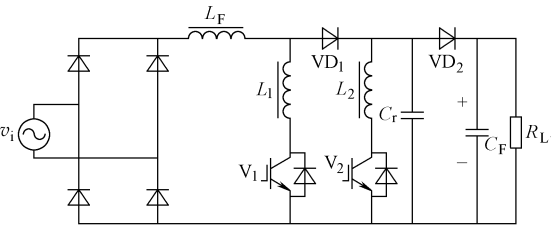


图 7-30 ZCS 软开关 PFC 变换器电路 2

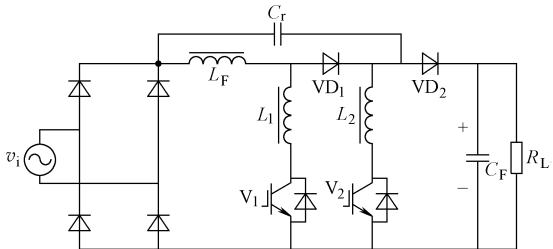


图 7-31 ZCS 软开关 PFC 变换器电路 3

7.2.1.6 有源箝位 ZVS 软开关 PFC 变换器

与 ZCS 相比，ZVS 可以有效地降低 MOSFET 的开关损耗，在过去几十年中，有许多 ZVS 的软开关拓扑被提出，除了前面论述过的 ZVT 电路外，有源箝位的 ZVS 软开关技术是非常合适的拓扑。在 Boost 型 PFC 变换器中，为了抑制二极管的反向恢复，在主开关管和 Boost 二极管之间串联一个谐振电感可以有效地抑制二极管的反向恢复，但是当主开关管关断时，谐振电感会在主开关管上产生很大的电压

应力, 为了保证电路的安全运行, 需要有一个箝位回路来箝位电压。在各种箝位电路中, 最初产生于单端正激式和反激式变换电路的有源箝位电路, 由于具有结构简单、控制方便、能够实现主开关管和辅助开关管的软开关等优点, 在单相 DC-DC 和 PFC 变换器中得到广泛应用。图 7-32 所示为有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路拓扑。

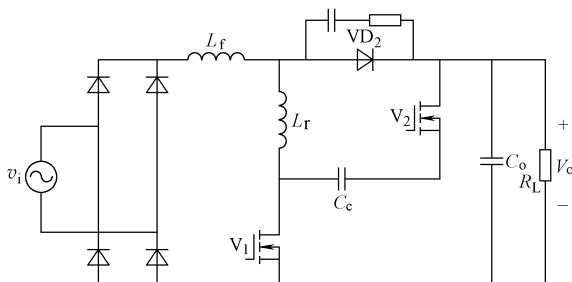


图 7-32 有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路

有源箝位 Boost 型 PFC 变换器能够抑制二极管的反向恢复, 实现主开关管和辅助开关管的软开关, 但是, 在电路存在着二极管输出电容和辅助电感之间的寄生振荡, 会在二极管上引起很高的电压应力, 因此必须采用耐压高的快恢复二极管, 这增加了系统的成本和电路中导通损耗。

综上所述, 软开关功率因数校正电路能够抑制二极管反向恢复, 降低反向恢复引起的损耗, 减小 EMI, 实现开关管的软开关, 减少变换器的损耗, 提高开关频率, 减小磁元件的体积和重量, 提高变换器的功率密度, 因此一直是工业界和学术界研究的重点。

7.2.2 复合有源箝位 ZVS 单相 PFC 变换器

在上述单相软开关 PFC 变换器拓扑中, 图 7-33 所示的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路拓扑能够有效地抑制二极管的反向恢复, 同时实现主开关管和辅助开关管的零电压开关, 是较有吸引力的选择。

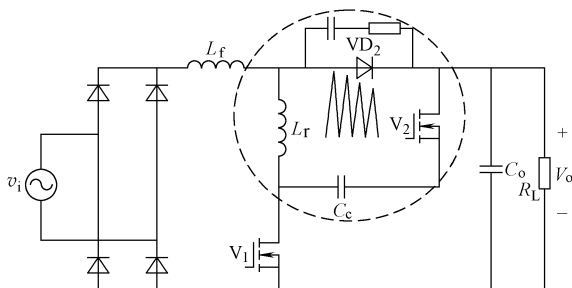


图 7-33 有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路

但是,在图 7-33 所示的有源箝位电路中,当主开关管导通时,二极管 VD_2 的寄生电容会和谐振电感 L_r 产生振荡,在二极管上引起很高的振荡电压,振荡电压峰值理论上可以达到两倍输出电压(通信电源 PFC 输出电压通常为 400V),因此二极管 VD_2 必须选择耐压超过 800V 的快恢复二极管,高耐压的快恢复二极管往往比较昂贵,这增加了系统的成本,并且高耐压的快恢复二极管具有比较高的通态压降,会带来较大的通态损耗。为了减轻二极管的电压应力,可以给二极管两端加上无源 RCD 有损缓冲电路,以减小二极管的电压应力。但这样只能在一定程度上减小电压尖峰,而且这类缓冲电路会增加系统的损耗,使得变换器的效率受到了影响。在图 7-33 所示的有源箝位电路中,当主开关管和辅助开关管的驱动信号因为干扰而存在重叠,使得两个开关管同时导通时,会使得输出电容通过两个开关管短路,造成电路的损坏。

通过在 Boost 型 PFC 续流二极管阳极增加额外的快恢复二极管,可以消除传统有源箝位电路中的寄生振荡,如图 7-34 所示。箝位二极管 VD_c 箝位续流二极管上的电压为输出电压,这样就可以采用耐压较低的续流二极管。对于改进的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器,主开关管上的最大电压仍然为 $V_o + V_{Cc}$ 。此外,由主开关管和辅助开关管直通而引起的电路损坏的可能性仍然存在,同时主开关管和箝位二极管存在环流,增加了主开关管通态损耗。图 7-35 所示的电路是另外一种改进的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路,与图 7-34 所示的电路相比,图 7-35 所示的电路可以较好地解决环流损耗问题,该电路存在的主要问题是随着负载功率的增加,主开关管的附加电压应力 V_{Cc} 增加较多,限制了电路在较重负载条件下的运行。图 7-33 和图 7-34 所示的电路也均存在此类问题。

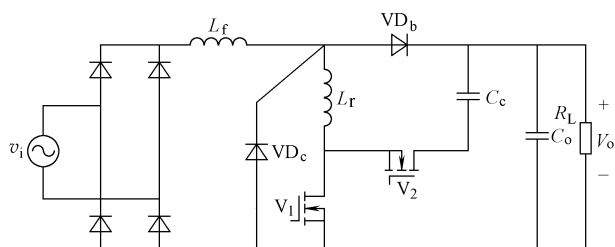


图 7-34 改进的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路 1

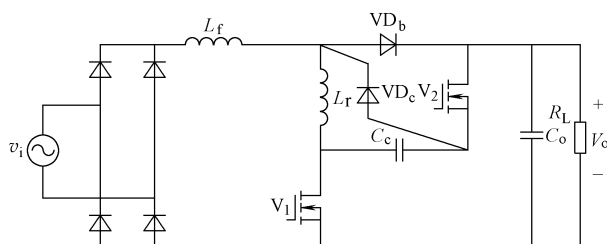


图 7-35 改进的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路 2

图 7-36 所示为采用耦合电感的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路。它是对图 7-34 所示的有源箝位电路进行改进，将谐振电感替换为耦合电感，这样可以实现主开关管和辅助开关管的共地驱动，简化电路控制系统，但是由于漏感的存在，电路的损耗仍然比较大。

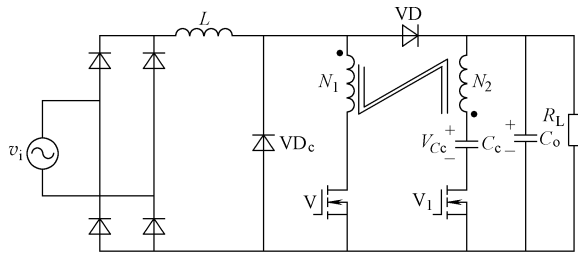


图 7-36 采用耦合电感的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路

图 7-37 所示为一种无附加电压应力的有源箝位 PFC 变换器电路。该电路的优点在于开关管电压应力等于输出直流母线电压，缺点是辅助开关管环路损耗严重，导通损耗大。

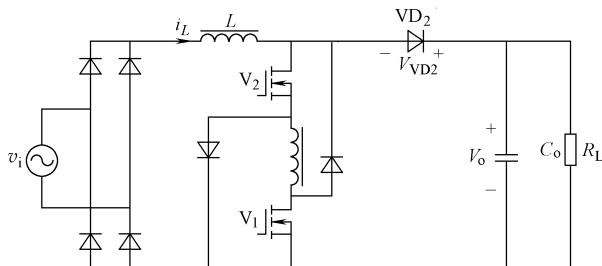


图 7-37 无附加电压应力的有源箝位 PFC 变换器电路

针对传统有源箝位 PFC 变换器中存在的寄生振荡等问题，浙江大学徐德鸿教授将在 DC-DC 电路中使用的复合有源箝位技术引入 Boost 型 PFC 变换器中，提出复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器（CAC Boost PFC）电路，如图 7-38 所示。

图 7-38 所示的复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器电路，与传统的有源箝位电路一样，谐振电感 L_1 被用来抑制二极管反向恢复电流，减小二极管反向恢复引起的损耗。与传统的有源箝位电路不同之处在于：由箝位电容 C_c 和辅助开关管 V_3 组成的箝位支路并联在谐振电感 L_1 两端，用于箝位谐振电感 L_1 两端的电压。变换器的三个开关器件 V_1 、 VD_2

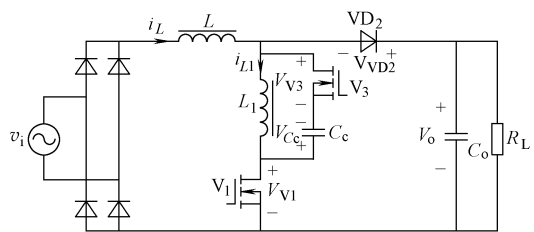


图 7-38 复合有源箝位 Boost 型功率因数校正器

和 V_3 与箝位电容 C_c 和输出电容 C_o 组成一个箝位回路。在这个回路中, 有

$$V_{V_1} + V_{V_3} + V_{VD_2} = V_o + V_{C_c} \quad (7-1)$$

变换器的关键在于: 除去开关切换瞬间外, 在一个工作周期内, 变换器的三个开关器件中有且仅有两个在导通, 这样关断的那个器件的电压就被箝位在 $V_o + V_{C_c}$, 这样就消除了二极管输出电容和谐振电感之间的寄生振荡。与传统的有源箝位电路一样, 复合有源箝位变换器也能够实现主开关管和辅助开关管的零电压开关。

7.2.3 最小电压有源箝位 ZVS 单相 PFC 变换器

传统有源箝位 PFC 变换器和复合有源箝位 PFC 变换器, 能够有效地抑制二极管的反向恢复, 在一定的范围内实现软开关。因此具有较高的理论和应用价值。然而, 传统有源箝位 PFC 变换器和复合有源箝位 PFC 变换器中存在一个共同的缺点, 那就是变换器中的电力电子器件, 包括主开关管、辅助开关管和升压二极管的电压应力均等于输出电压加上箝位电容电压, 如图 7-39 所示。

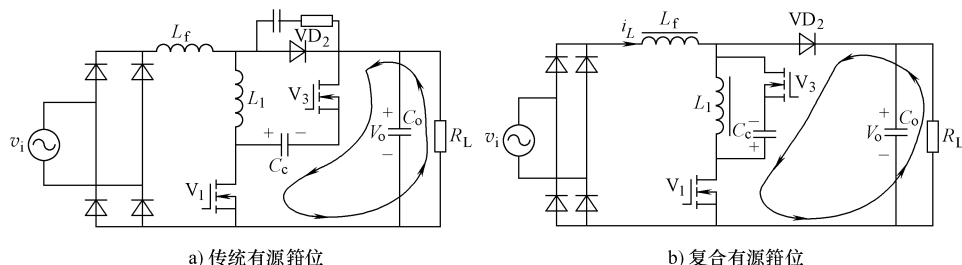


图 7-39 传统有源箝位和复合有源箝位 PFC 变换器结构的比较

无论是传统有源箝位还是复合有源箝位变换器, 器件的电压应力都大于输出电压, 减少了变换器中开关管的安全裕量, 这是这两类有源箝位变换器共同的缺点。产生这种电压应力缺点的原因就是在两种拓扑中, 箝位电容与主开关管和辅助开关管是串联的关系, 如图 7-39 中闭合箭头所示, 在传统有源箝位电路中, 主开关管、辅助开关管、箝位电容和输出电容组成了一个闭合回路, 而在复合有源箝位电路中, 主开关管、辅助开关管、箝位电容、二极管和输出电容组成了一个闭合回路, 因此, 虽然箝位电容将谐振电感上过高的电压应力箝位到一个较低的应力水平上, 但是这个较低的箝位电压与输出电压之和组成了开关管上的电压应力, 使得开关管的安全裕量减小。在 PFC 变换器中, 输出电压通常为 400V 左右, 而目前工业中应用最多的适用于这一电压等级的 MOSFET, 其耐压均为 500V。在这两类有源箝位电路中开关管的电压均为输出电压加上一个额外的箝位电容电压, 这样减少了开关管的安全裕量, 限制了有源箝位电路的应用范围。

针对传统有源箝位变换器和复合有源箝位变换器中电压应力较高的缺点, 浙江

大学徐德鸿教授提出一种最小电压有源箝位 PFC 变换器 (MVAC Boost PFC), 如图 7-40 所示。与复合有源箝位电路相比, 最小电压箝位 PFC 变换器对调了辅助开关管 V_3 和谐振电感 L_1 的位置, 在最小电压箝位 PFC 变换器中, 电力电子器件的电压应力等于输出电压。

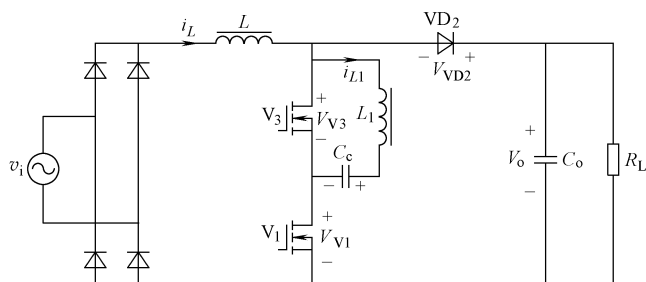


图 7-40 最小电压有源箝位 PFC 变换器电路

与前两类有源箝位电路一样, 在最小电压有源箝位 PFC 变换器中, 谐振电感 L_1 被用来控制二极管反向恢复电流, 减小二极管反向恢复在主开关管引起的损耗。箝位电容 C_c 、辅助开关 V_3 和谐振电感 L_1 组成一个闭合回路, 这样就可以箝位谐振电感 L_1 两端的电压。在最小电压有源箝位 PFC 变换器中三个开关管 V_1 、 V_{D2} 和 V_3 与输出电容 C_o 组成一个箝位电路。除去开关切换瞬间外, 在一个工作周期内, 变换器中的三个开关管中, 有且仅有两个开关管处于导通状态, 这样, 关断的那个开关管的电压就被箝位到输出电压 V_o , 这样, 就消除了由二极管 V_{D2} 的输出电容和谐振电感 L_1 之间的寄生振荡。并且箝位电压等于输出电压, 即在最小电压有源箝位 PFC 变换器中, 开关管上的电压应力与硬开关 PFC 变换器中开关管的应力相同, 均为输出电压, 比传统有源箝位电路和复合有源箝位电路中开关管的电压应力都要低, 这是这种拓扑的最大特点。最小电压有源箝位变换器也能够实现主开关管和辅助开关管的零电压开关。

7.3 软开关三相 PFC 变换器

7.3.1 几种常见的三相软开关 PFC 变换器拓扑

在中大功率 PFC 整流器应用场合, 三相六开关桥式电路是一种较合适的 PWM 整流器拓扑, 该电路为电压型 Boost 型变换器, 每一桥臂都有两个全控型开关管, 控制自由度较高, 具有输入电流连续、开关管电压与电流应力小、变换器效率高等优点, 同时网侧电流功率因数较高、电流 THD 较小、变换器能量双向流动。三相六开关桥式 PFC 变换器工作在 CCM 时, 由其开关管的反并联二极管反向恢复问题引起的开关损耗非常可观。近年来, 出现了许多新颖的三相六开关 Boost 型 PFC 软

开关拓扑，通过有源辅助软开关变换器，为主开关管创造零电压或者零电流开关条件，同时抑制二极管的反向恢复。根据辅助软开关变换器放置在直流环节和交流环节的不同，可以分为谐振直流环节软开关拓扑和谐振极型软开关拓扑。

1. 谐振直流环节软开关拓扑

谐振直流环节软开关拓扑将软开关辅助电路放置在直流侧，与交流环节（谐振极型）软开关拓扑相比，具有结构简单、使用元器件数目少等优点。谐振直流环节（Resonant DC Link, RDCL）变换器是最早的直流环节软开关拓扑，最早的 RDCL 变换器中，不使用辅助开关管，如图 7-41 所示。在 RDCL 变换器中，直流环节总是以很高频率振荡，桥路上的开关管在母线电压谐振到零后进行开关，从而实现零电压开关，大大地减少了开关损耗。但是在图 7-41 所示的电路中，桥臂上的开关管承受很大的电压应力（大于 2.5 倍直流母线电压）。

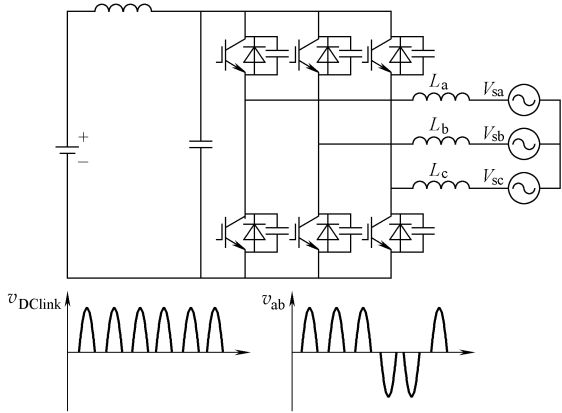


图 7-41 谐振直流环节三相变换电路

采用图 7-42 所示的有源箝位谐振直流环节（ACRDCL）三相 PFC 变换器电路，可以将电压应力降低到 1.3 ~ 1.4 倍输出电压的水平，但是谐振电路仍必须工作在很高的频率下，通常是 8 ~ 10 倍桥路的开关频率。图 7-43 画出了有源箝位谐振直流环节电路阶段过程。图 7-44 是另外一种有源箝位谐振直流环节整流器电路，该电路优点是可以把谐振电压箝位为直流母线电压，缺点是电路实现复杂、实用性不强。

无论是在谐振直流环节还是有源箝位的谐振直流环节中，开关管只能在直流母

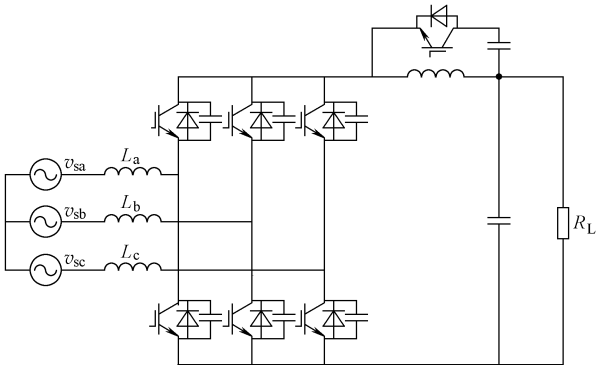


图 7-42 有源箝位谐振直流环节三相 PFC 变换器电路 1

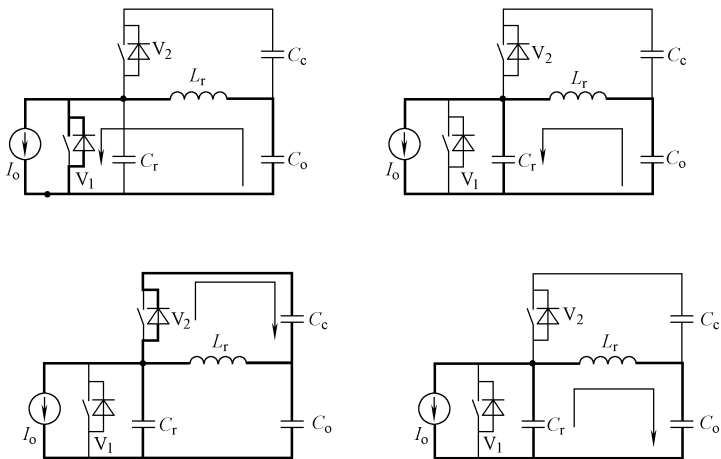


图 7-43 有源箝位谐振直流环节电路阶段图

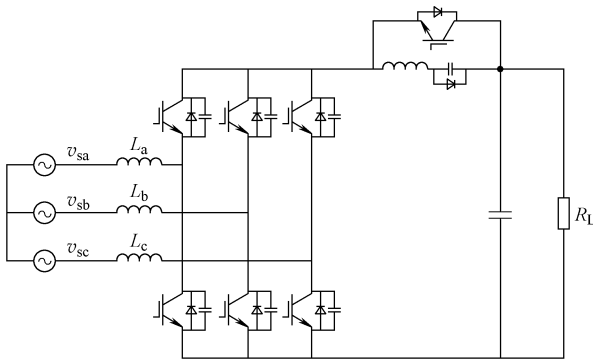


图 7-44 有源箝位谐振直流环节三相 PFC 变换器电路 2

线谐振到零后才动作，因此在硬开关电路中，很成熟的 PWM 和 SVM 技术不能直接采用。为了配合谐振电路的谐振过零点，RDCL 电路的控制策略必须做一些调整，采用离散脉冲调制（Discrete Pulse Modulation, DPM）策略，这时三相桥臂电路中开关管的工作频率不再固定，这会产生不希望的次谐波（Sub-harmonics），理论分析表明，为了产生与 PWM 控制相同质量的输出波形，采用离散脉冲调制策略的变换器的工作频率必须比硬开关 PWM 控制高 3 ~ 4 倍。

为了避免上面提到的谐振直流环节变换器中开关管上较高的电压应力，并且能采用 PWM 或者 SVM 技术，人们又提出了并联谐振直流环节（PRDCL）变换器，如图 7-45 所示。并联谐振直流环节变换器在直流母线上串联一个辅助开关，而辅助软开关变换器并联在桥路的两端，在正常工作时，能量在直流母线上传输，在桥路开关管切换时，串联在母线上的串联开关管将母线与输出电容切断，辅助谐振支路将直流母线电压谐振到零，从而使得开关管在零电压下切换。电路可以实现 PWM 控制，但是这个电路使用了三个辅助开关管，结构比较复杂。

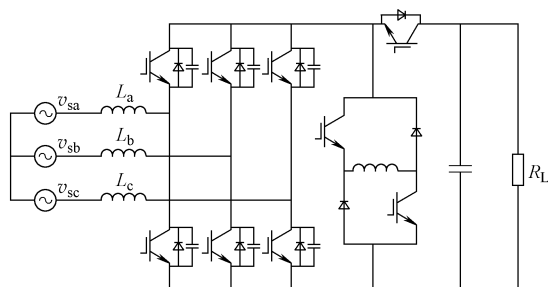


图 7-45 并联谐振直流环节三相 PFC 变换器电路 (1)

另外一种改进的并联辅助开关管电路，采用分裂的直流母线。图 7-46 所示为另外一种改进的并联辅助开关管电路，采用分裂的直流母线的并联谐振直流环节电路，其优点是电路中所有开关管工作在 ZVS 或 ZCS 下，电路对谐振元件和辅助开关管功率要求低，控制简单，软开关不依赖于负载条件，可以采用 PWM 和 SVM 控制，但是电路需要增加三个有源开关管，系统的控制比较复杂。

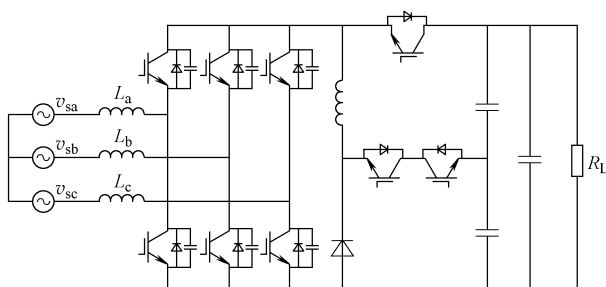


图 7-46 并联谐振直流环节三相 PFC 变换器电路 (2)

前面提出的并联谐振直流环节电路都采用多个辅助开关管，图 7-47 所示为谐振直流环节 ZVT 三相 PFC 变换器电路，其辅助谐振支路只采用一个开关管，该电路虽然不能实现功率的双向流动，但是节省了一个有源开关管，并且消除了变换器桥臂短路的危险。该电路与单相 ZVT PFC 变换器类似，在电路运行中，辅助开关管开通，为主开关管创造零电压导通的条件。该电路可以采用 SVM 控制方法，具有较好的控制效果和较高的效率，但是和单相 ZVT 电路一样，在实际应用中需要加入额外的饱和电感和二极管来抑制谐振电感与辅助开关管输出电容之间的寄生振荡，并且辅助开关管工作在硬开关条件下。

谐振直流环节 ZCT 三相 PFC 变换器电路如图 7-48 所示，其基本原理与谐振直流环节 ZVT 三相 PFC 变换器电路类似，只是辅助开关管在主开关管关断之前动作，为主开关管创造零电流关断的条件，该拓扑也可以采用 SVM 控制，辅助开关管也工作在硬开关条件下。

2. 谐振极型软开关拓扑

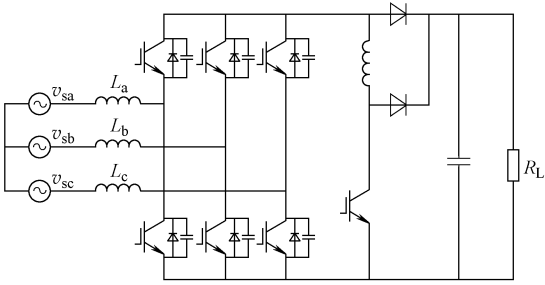


图 7-47 谐振直流环节 ZVT 三相 PFC 变换器电路

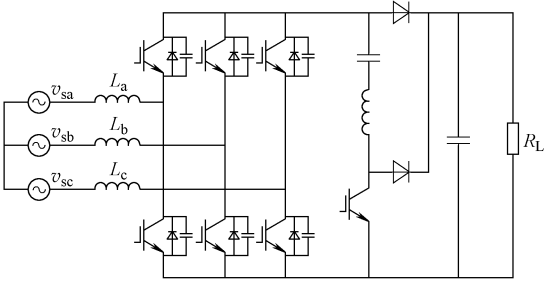


图 7-48 谐振直流环节 ZCT 三相 PFC 变换器电路

在谐振直流环节软开关拓扑中，辅助谐振电路放置在直流母线与三相桥臂之间，只用一组辅助电路就可以实现桥臂中开关管的软开关，但是辅助电路中往往会有较大的电流应力，产生较大的导通损耗。谐振极型软开关拓扑为每一个桥臂安装一套辅助谐振电路，对于三相电路则需要三套辅助谐振电路，虽然增加了系统的复杂性，但是辅助谐振电路中开关管的应力小，辅助谐振电路的导通损耗小，电路的效率，可以工作在高的开关频率，并且能够实现能量的双向流动，适用于大功率场合。因为三个桥臂中的开关管分别可以实现软开关，因此可以采用传统的 PWM 和 SVM 控制，而不像在谐振直流环节中那样受到限制。在过去几十年中，有许多种交流环节软开关拓扑被提出。按照主电路开关管的特性，这些拓扑可以分为 ZVT 变换器和 ZCT 变换器。

六开关谐振交流环节三相软开关 PFC 变换器电路如图 7-49 所示。该电路采用了分裂的直流母线，采用两个电容创造一个中点，该点电压为 $V_{dc}/2$ ，该拓扑在每相桥臂中点与母线电容中点之间串联一个谐振电感和用两个串联有源开关管组成的双向开关，在桥臂中的主开关管需要进行开关切换时，双向开关先导通，利用中点电压 $V_{dc}/2$ 使谐振电感电流线性上升，超过输入电感中的电流，在桥臂上的开关管关断后，谐振电感电流给桥臂上的互补开关管的并联电容放电，使得互补开关管在零电压条件下导通。然后，在谐振电感电流谐振到零后，双向开关在零电流条件下关断。因此该拓扑能够实现主开关管的零电压开通和辅助开关管的零电流关断。但是由于该电路采用了分裂直流母线，因此在电路运行中存在着直流母线均压的问

题。图 7-50 为六开关谐振交流环节三相 PFC 变换器电路中一相换流的等效电路，图 7-51 为二极管到开关管换流（零电压开通）关键点波形。

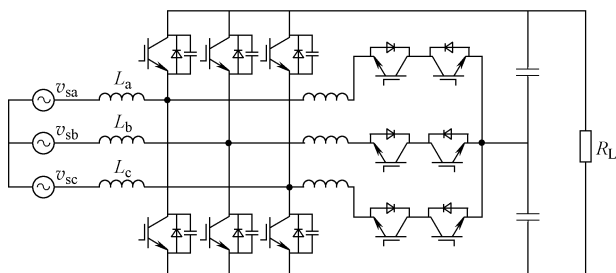


图 7-49 六开关谐振交流环节三相软开关 PFC 变换器电路

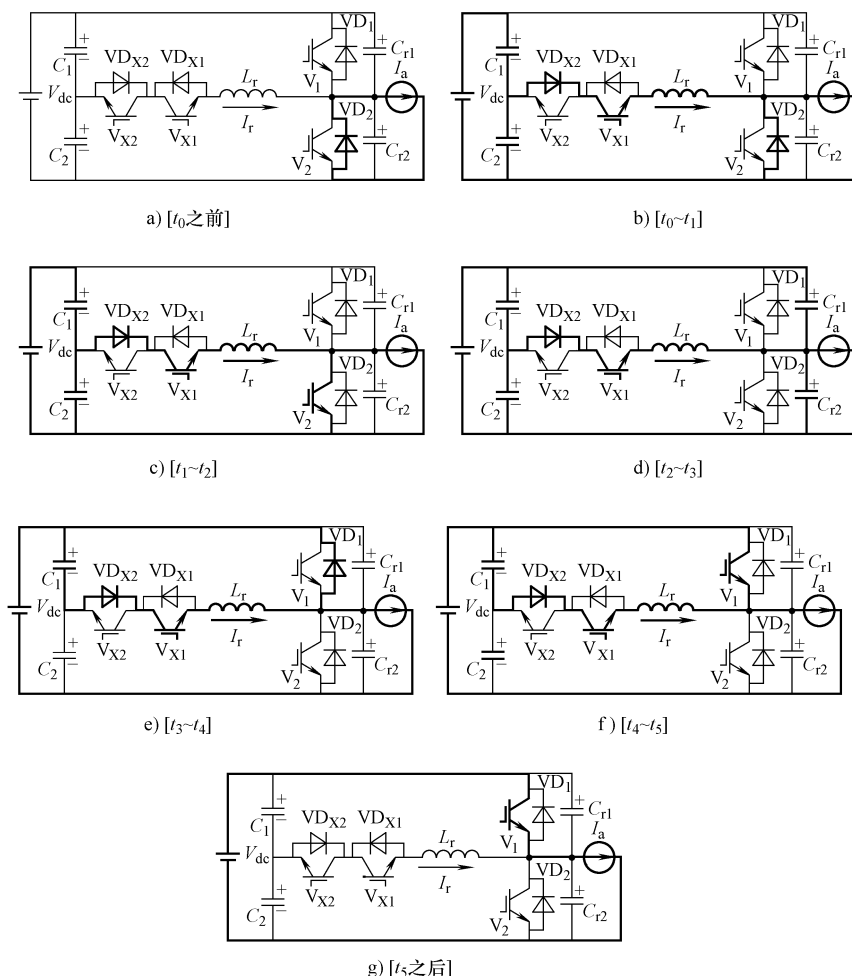


图 7-50 六开关谐振交流环节三相 PFC 变换器中一相换流的等效电路

图 7-52 所示为采用耦合电感的六开关谐振极型三相 PFC 电路。该电路采用同一个直流母线的拓扑, 并采用耦合电感的谐振电路, 能够实现主开关管的零电压导通和辅助开关管的零电流关断。并且可以采用常规的 PWM 和 SVM 控制, 这个电路的主要缺点就是使用耦合电感的体积比较大和重量比较重、系统比较复杂。图 7-53 为采用耦合电感的六开关谐振极型三相 PFC 变换器电路中一相换流的等效电路, 图 7-54 为其相应的关键点波形。

前面论述的谐振极型软开关 PFC 变换器拓扑都采用了六个辅助开关管, 大大地增加了系统的复杂性和成本。近年来, 也有许多采用较少的辅助开关管的谐振极型软开关拓扑被提出来。图 7-55 所示为采用一个辅助开关的 ZVT 谐振极型软开关三相 PFC 变换器电路拓扑。该电路的最大优点是谐振电路简单、电路中的主开关管都可以在零电压下导通, 但是该电路中三相电路同时谐振, 传统的 PWM 控制不能直接应用。并且主开关管关断时的电流很大, 辅助开关管的电流应力也很大。

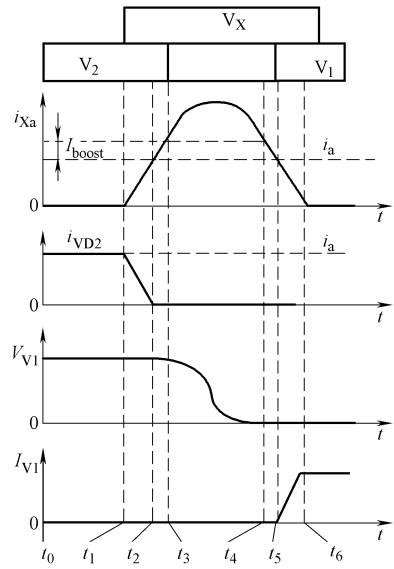


图 7-51 二极管到开关管换流
(零电压开通) 关键点波形

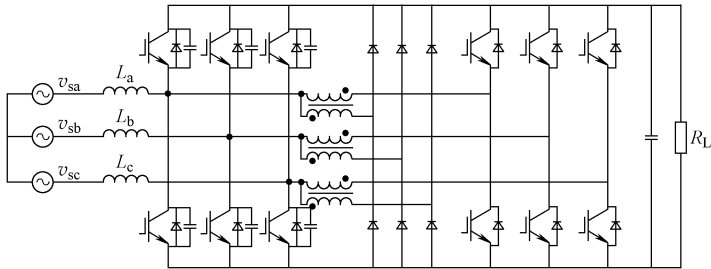


图 7-52 采用耦合电感的六开关谐振极型三相 PFC 变换器电路

图 7-56 所示电路为改进的单开关 ZVT 谐振极型三相 PFC 变换器电路。它采用两个辅助开关, 而只使用一个谐振电感, 在这个改进的电路中, 主开关管的关断电流大大减小, 辅助开关管的电流应力也减小了。

零电压转换 (ZVT) 能够实现主开关的零电压导通, 可以减少二极管反向恢复损耗和开关的开通损耗, 对于使用 IGBT 的功率电路, 开关的关断损耗也比较可观, 因此零电流转换 (ZCT) 对于提高电路的性能有重要的意义。图 7-57 所示为

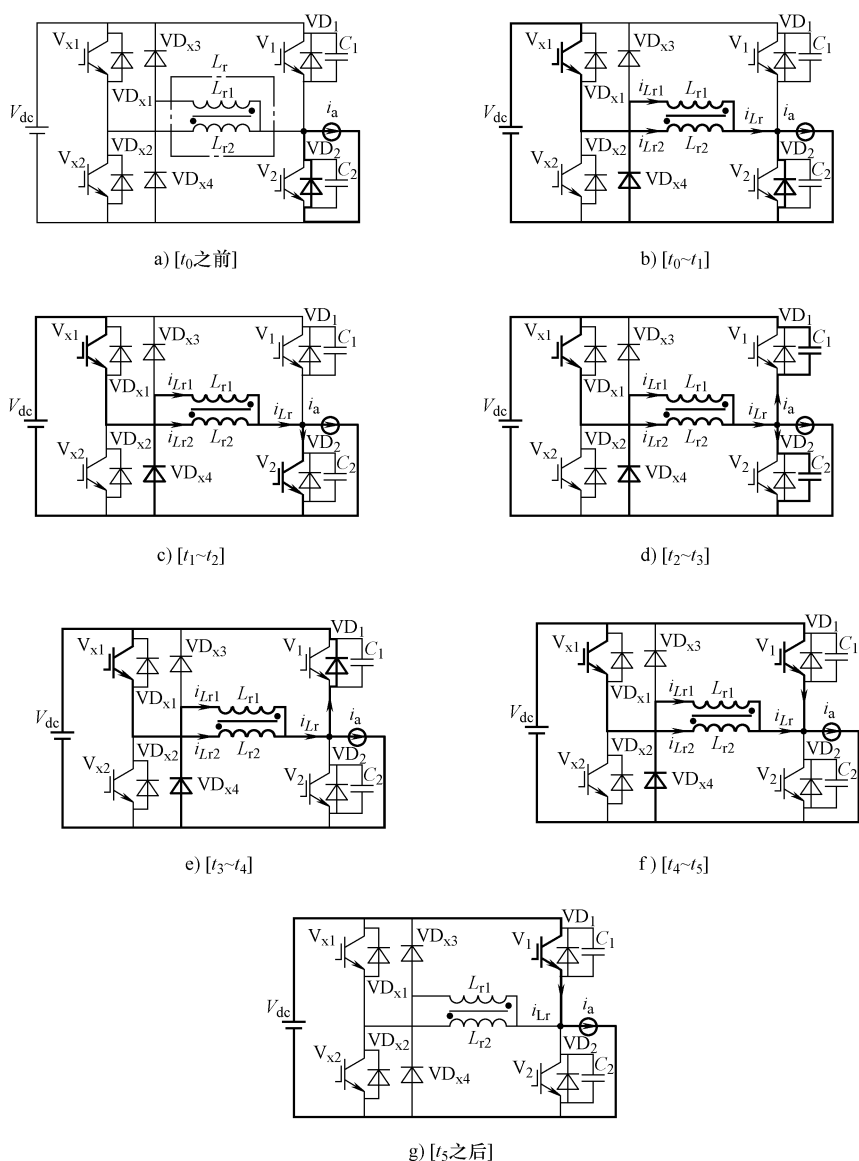


图 7-53 采用耦合电感的六开关谐振极型三相 PFC 变换器中一相换流的等效电路

ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器电路，在主开关管关断之前，相应的辅助电路动作，使得流过主开关管的电流转移到谐振电感和电容组成的谐振回路上，从而实现主开关管的零电流关断。主电路仍采用传统的硬开关变换器使用的 PWM 或者 SVM 控制方式。通过改进 ZCT 变换器的控制策略，可以实现主开关管和辅助开关管的零电流开通和零电流关断，但是在改进的控制策略中，每个辅助开关管在一个周期内需

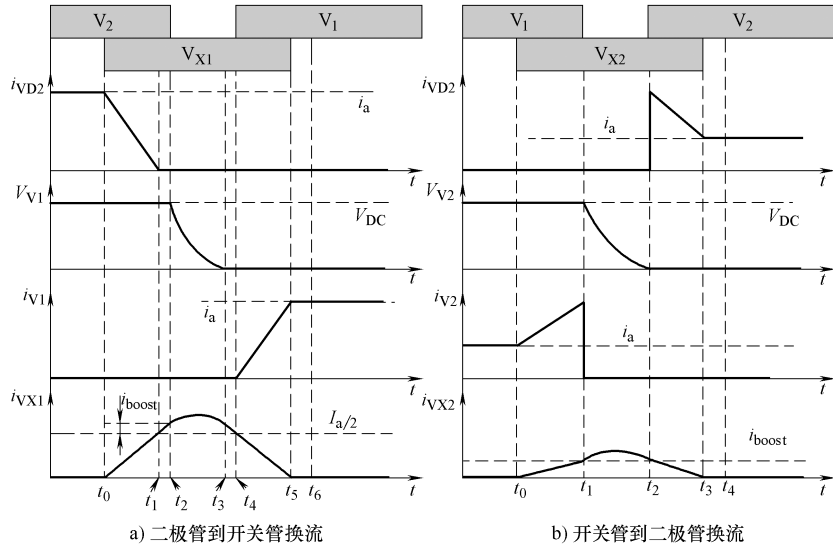


图 7-54 关键点波形

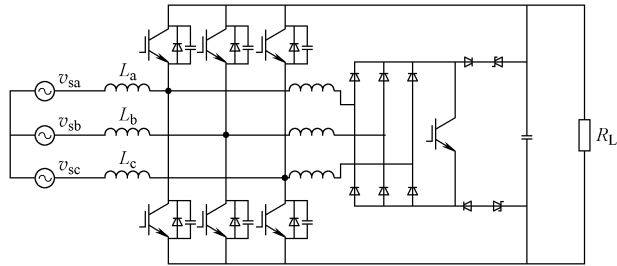


图 7-55 单开关 ZVT 谐振极型软开关三相 PFC 变换器电路

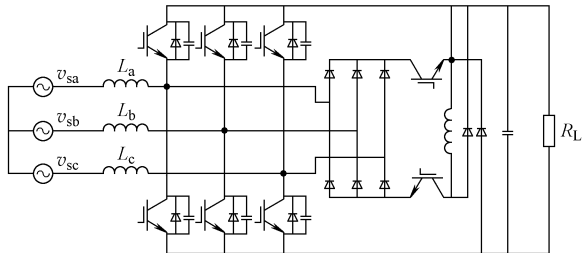


图 7-56 改进的单开关 ZVT 谐振极型三相 PFC 变换器电路

要动作两次，即在主开关管关断之前和主开关管开通之前动作，这增加了控制的复杂性。图 7-58 所示为 ZCT 谐振极型 PFC 变换器一相等效电路换流阶段电路，图 7-59 表示其对应关键点波形。

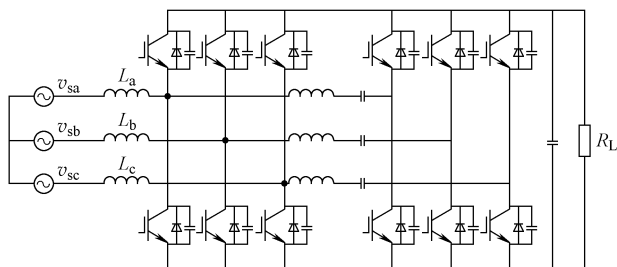


图 7-57 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器电路

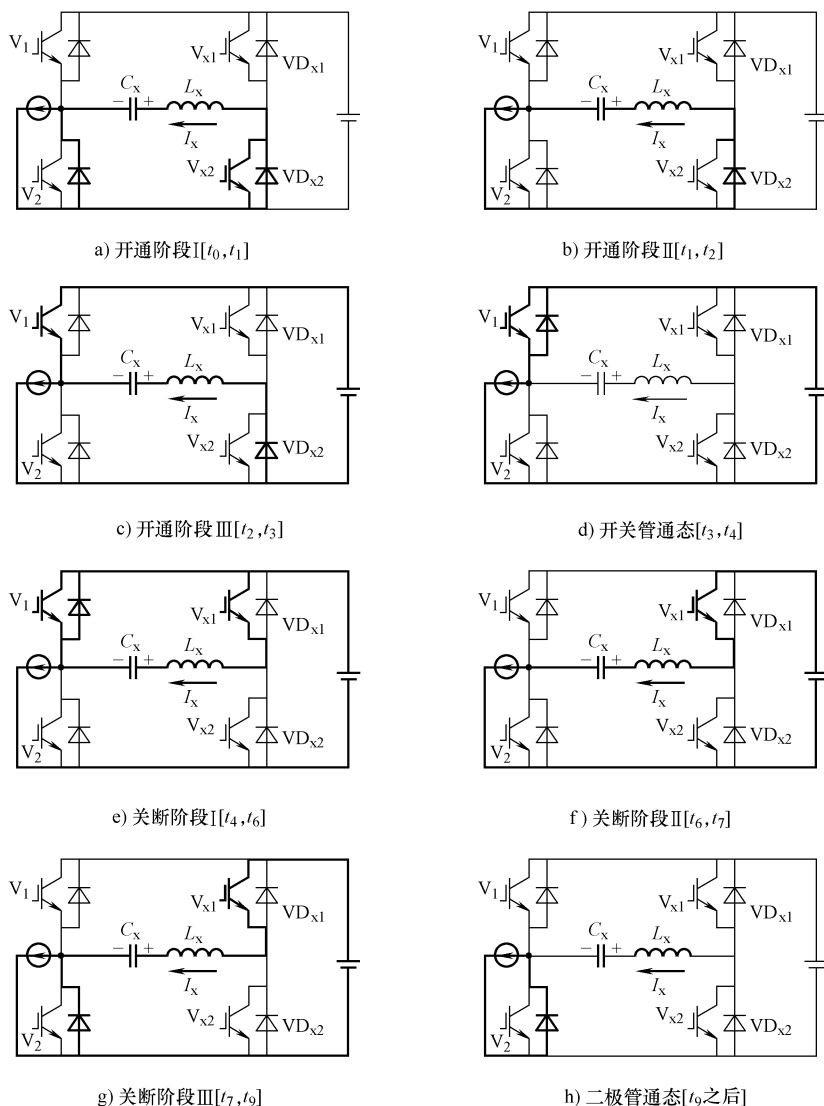


图 7-58 ZCT 谐振极型 PFC 变换器阶段等效电路

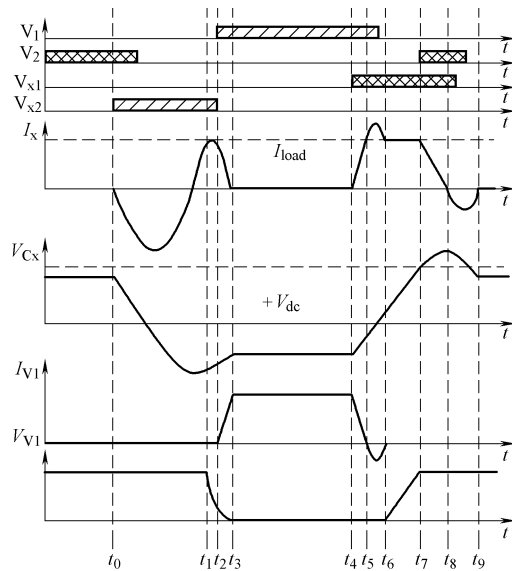


图 7-59 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器关键点波形

前面论述的 ZCT 谐振极型变换器都使用了六个辅助开关管。图 7-60 所示为只采用三个辅助开关管的 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器。该电路能够实现主开关管和辅助开关管的零电流关断，并且不需要对传统的 PWM 控制或者 SVM 控制作修改。图 7-61 所示为三个辅助开关的 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器中一相等效电路 ZCT 换流阶段电路，图 7-62 表示其对应关键点波形。

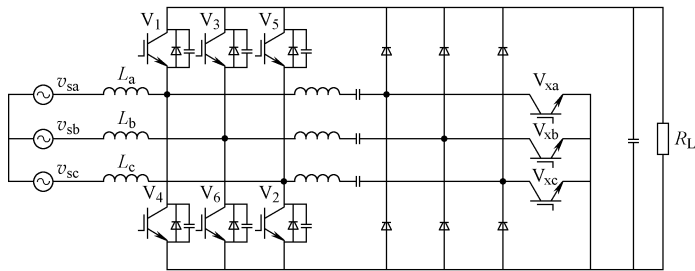


图 7-60 三个辅助开关管的 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器电路

7.3.2 复合有源箝位 ZVS 三相 PFC 变换器

上节分析的三相软开关 PFC 变换器，分为直流环节软开关拓扑和交流环节软开关拓扑。直流环节软开关拓扑结构简单，一般只需要一个辅助谐振支路就可以实现三相桥臂所有开关的零电压开关；其主要缺点是这类拓扑一般需要特殊的调制策略，难以应用常规的 PWM 和 SVM 控制策略、辅助支路置于直流母线上、辅助支路

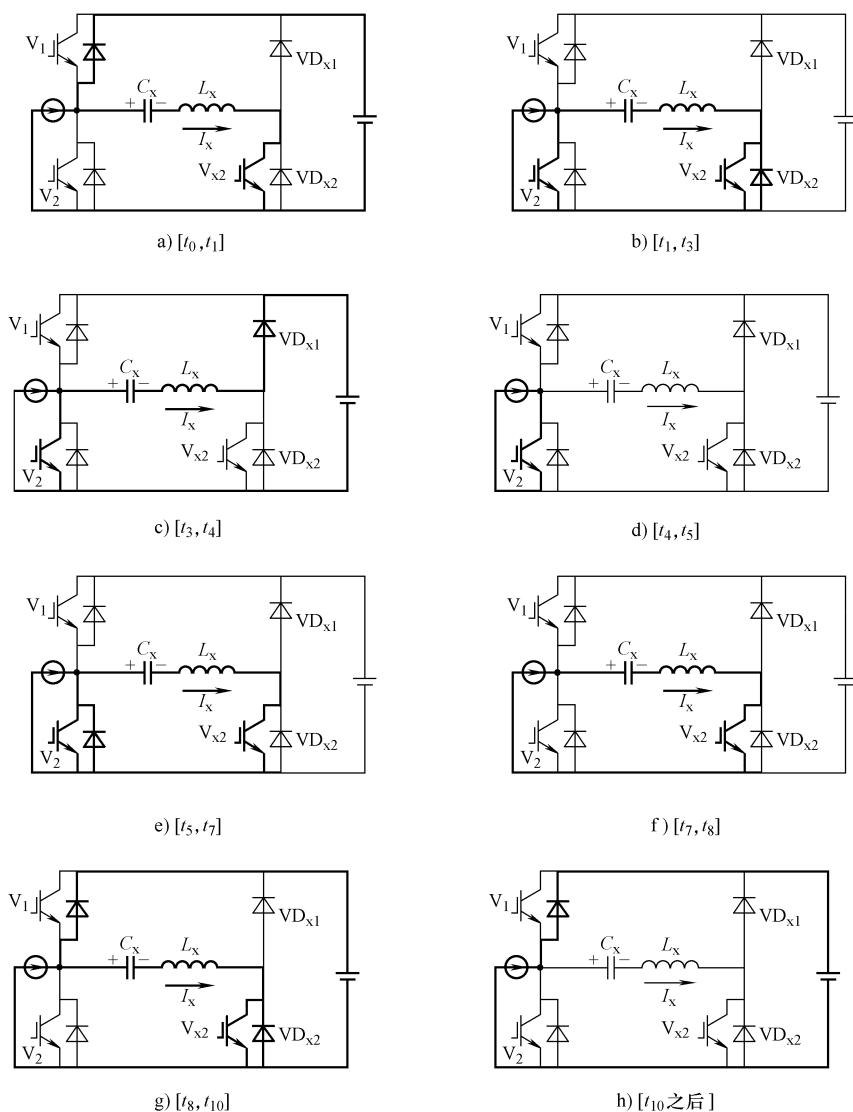


图 7-61 三个辅助开关管的 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器中一相等效电路 ZCT 换流阶段电路

电流应力过大，并且主开关管电压应力至少为直流母线电压的 1.3 倍以上。交流环节软开关拓扑，一般每相桥臂需要单独的辅助谐振支路，优点是辅助谐振环节电流应力较小，可以采用常规的 PWM 和 SVM 控制策略，辅助开关管和主开关管的开关频率相同，缺点是电路较为复杂。

浙江大学徐德鸿教授和冯波博士将在单相 Boost 型 PFC 变换器中成功应用的复合有源箝位技术引入到三相桥式 PFC 变换器中，提出复合有源箝位 ZVS 三相 PFC 变换器，如图 7-63 所示。该拓扑在三相六开关 Boost 型 PFC 直流母线上串入辅助

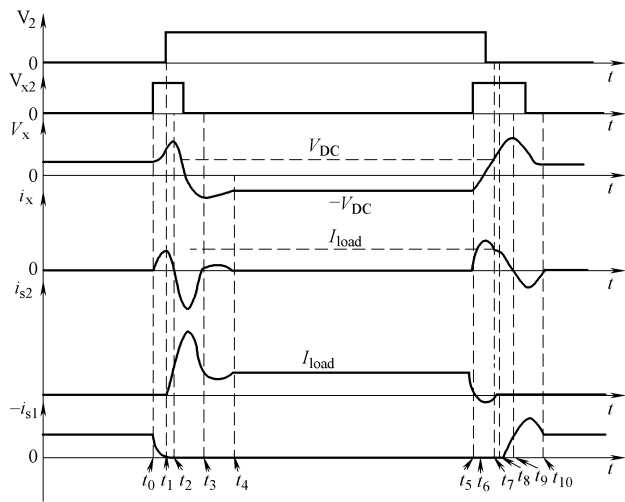


图 7-62 三个辅助开关管的 ZCT 谐振极型三相 PFC 变换器换流关键点波形

支路。虽然复合有源箝位电路拓扑与有源箝位谐振直流环节（ACRDCL）拓扑在结构上是一样的，但是其谐振电路的参数设计和控制方法完全不同，最大的差别在于：在复合有源箝位电路中，主开关管和辅助开关管工作在固定的开关频率，辅助开关管的频率与主开关管的工作频率相同，变换器采用 SVM 控制，因此输入电流的波形质量好。复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器能够实现所有开关管的零电压开关，能够抑制开关管反并联二极管的反向恢复，并具有开关管电压应力较低的优点。

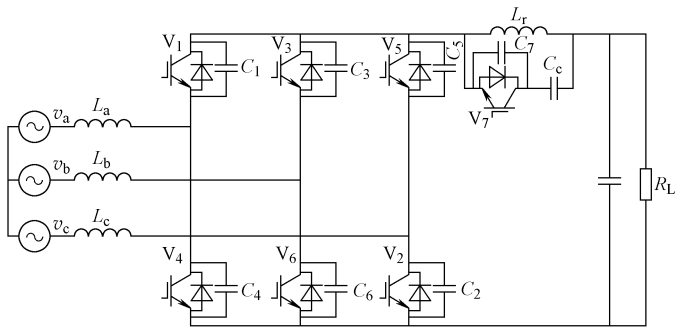


图 7-63 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器电路

7.3.3 最小电压有源箝位 ZVS 三相 PFC 变换器

在复合有源箝位三相整流器的基础上，浙江大学徐德鸿教授领导的课题组把在单相 Boost 型 PFC 变换器中成功应用的最小电压有源箝位技术引入三相桥式 PFC 变

换器中, 提出最小电压有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器, 如图 7-64 所示。该拓扑在三相六开关 Boost 型 PFC 直流母线上串入辅助支路。最小电压有源箝位电路拓扑与复合有源箝位拓扑在电路结构上相似, 只有辅助谐振支路存在不同。最小电压有源箝位电路拓扑在具备复合有源箝位拓扑的软开关特性的同时, 其主要优点是开关侧电压应力等于直流母线电压。

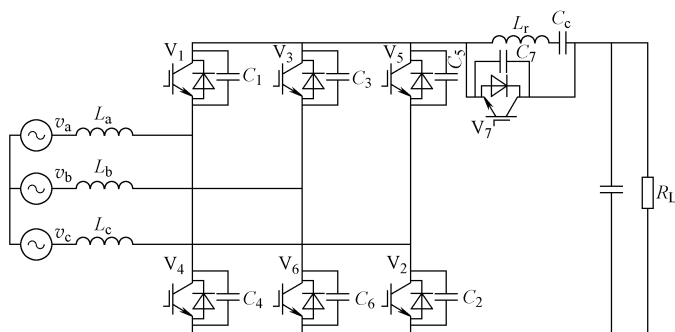


图 7-64 最小电压有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器电路

7.4 本章小结

本章分析了软开关功率因数校正技术的意义, 首先介绍了目前常见的单相软开关功率因数校正的电路拓扑, 其中重点分析了有源箝位零电压开关单相功率因数校正技术。在三相软开关电路方面, 本章主要针对目前常用的三相两电平桥式电路, 介绍了目前几种较为常用的直流侧和交流侧软开关电路, 并特别提出了在下一章重点介绍的复合有源箝位和最小电压有源箝位技术。

参考文献

- [1] 李睿. 三相硬开关和软开关 PWM 变流器若干关键问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [2] 冯波. 软开关功率因数校正技术的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [3] 陈刚. 软开关双向 DC-DC 变换器的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2001.
- [4] 许春雨. 软开关三相 PWM 逆变技术研究 [D]. 上海: 上海大学, 2004.
- [5] 屈克庆. 软开关三相 PWM 变流技术研究 [D]. 上海: 上海大学, 2004.
- [6] 明正峰. 新型谐振过渡软开关三相 PWM 变换器 [D]. 西安: 西安理工大学, 2002.
- [7] Ching-Jung Chern-Lin Chen. Passive lossless snubbers for DC/DC converter [C]. Proc. of APEC' 98: 1049-1054.
- [8] Qun Zhao, Fengfeng Tao, Peng Xu, et al. Improved performance of continuous current mode boost converter for power factor correction [C]. Proc. of APEC'97: 266-271.
- [9] Mantov G., Wallace K., Diode recovery current suppression circuit [C]. Proc. of INTELEC'00: 125-129.

- [10] (Ron) Hui S Y R, Eric Cheng K W, Saligram R Narayana Prakash. A fully soft-switched extended-period quasi-resonant power-factor-correction circuit [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12 (5): 922-929.
- [11] Hua G, Leu C S, Jiang Y, et al. Novel zero-voltage-transition PWM converters [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1994, 9 (2): 213-219.
- [12] Robert Streitz, Daniel Tollik. High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switched boost-based input current shaper [C]. Proc. of INTELEC' 91: 720-726.
- [13] Ray L Lin, Yiqing Zhao, Fred C Lee. improved soft-switching ZVT converters using coupled inductor based active snubber cell [C]. Proc. of VPEC' 97: 195-201.
- [14] Ray L Lin, Yiqing Zhao, Fred C Lee. improved soft-switching ZVT converters with active snubber [C]. Proc. of PESC' 01, Vol. 2: 642-647.
- [15] Guichao Hua, Ching-shan Leu, Fred C. lee. Novel zero-current-transition pwm converters [C]. Proc. of PESC'93: 538-544.
- [16] Mao H, Lee F C, Zhou X, et al. Improved zero-current transition converters for high power applications [C]. Proc. of IAS'96. Vol. 2: 1145-1152.
- [17] Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic. A new soft-switched, high-power-factor boost converter with IGBTs [J]. IEEE trans. on Power Electronics, 2002, 17 (4): 469-476.
- [18] Canesin C A, Barbi I. A novel single-phase ZCS-PWM high power factor boost rectifier [C]. Proc. of PESC'97: 110-114.
- [19] Wakabayashi F T, Canesin C A. A new family of zero-current-switching PWM converters and a novel HPF-ZCS-PWM boost rectifier [C]. Proc. of APEC'99: 605-611.
- [20] Vinciarely P. Optimal resetting of the transformer core in single-ended forward converter: US patent, No. 4, 441, 146 [P]. 1984-4.
- [21] Martin N. Topology for miniature power supply with low voltage and low ripple requirements. US patent, No. 4, 618, 919 [P]. 1986-10.
- [22] Carsten B. Design techniques for transformant active reset circuits at high frequencies and power levels [C]. proc. of HFPC'90: 235-246.
- [23] Watson R, Hua G C, Lee F C. Utilization of an active clamp circuit to achieve soft switchoing in flyback converters [C]. Proc. of PESC'94: 409-416.
- [24] Duarte C M C, Barbi I. A new family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC boost converters: analysis, design, and experimentation [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12 (5): 824-831.
- [25] Milan M Jovanovic. A technique for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-voltage, high-power boost converters [C]. Proc. of APEC'97: 1000-1007.
- [26] Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic, Chau-Chun Wen. Design considerations and performance evaluation of a 3-kW, soft-switched boost converter with active snubber [C]. Proc. of INTELEC' 98: 678-684.
- [27] Milan M Jovanovic, Yungtaek Jang. A new, soft-switched boost converter with isolated active snubber [J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1999, 35 (2): 496-502.

- [28] Mao H, Lee F C, Borojevic D, et al. Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits [J]. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1997, 44 (4): 437-446.
- [29] Bellar M, Wu T, Tchamdjou A, et al. A Review of Soft-Switched DC-AC Converters [J]. IEEE Trans. on Ind. Applications, 1998, 34 (4): 847-860.
- [30] Dong W. Analysis and Evaluation of Soft-switching Inverter Techniques in Electric Vehicle Applications [D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [31] Choi J. Analysis of Inductor-Coupled Zero-Voltage-Transition Converters [D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- [32] Yu H. Driver Based Soft Switch for Pulse-Width-Modulated Power Converters [D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2005.
- [33] Li Y. Unified Zero-Current-Transition Techniques for High-Power Three-Phase PWM Inverters [D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- [34] Divan D M. The resonant dc-link converter-A new concept in power conversion [C]. Proc. IEEE IAS, 1986: 648-656.
- [35] Divan D M, Skibinski G. Zero switching loss inverters for high power applications [C]. Proc. IEEE IAS, 1987: 627-634.
- [36] Venkataramanan G, Divan D M, Jahns T. Discrete pulse modulation strategies for high frequency inverter systems [C]. Proc. IEEE PESC, 1989: 1013-1020.
- [37] Divan D M, Skibinski G. Zero switching loss inverters for high power applications [C]. Proc. IEEE IAS, 1987: 627-634.
- [38] Cho J, Kim H, Cho G. Novel soft-switching PWM converter using a parallel resonant DC-link [C]. Proc. IEEE PESC, 1991: 241-247.
- [39] Agelidis V, Ziogas P, Joos G. An optimum modulation strategy for a novel "notch" commutated 3- Φ PWM inverter [J]. IEEE Trans. on Ind. Applications, 1994, 30 (1): 52-61.
- [40] Xu D, Feng B, Li R, et al. A Zero Voltage Switching SVM (ZVS - SVM) Controlled Three-Phase Boost Rectifier [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22 (3): 978-986.
- [41] Dong W, Choi J, Lee F C, et al. Comprehensive evaluation of auxiliary resonant commutated pole inverter for electric vehicle applications [C]. Proc. IEEE PESC, 2001: 625-630.
- [42] Qinghong Yu, Nelms R M. State plane analysis of an auxiliary resonant commutated pole inverter and implementation with load current adaptive fixed timing control [C]. Proc. IEEE IECON 2002: 437-443.
- [43] Yu Q, Nelms R M. A single-phase resonant snubber inverter with fixed timing control for a UPS [C]. Proc. IEEE PESC, 2003: 1633-1638.
- [44] Lai J, Zhang J, Yu H, et al. Source and Load Adaptive Design for a High-Power Soft-Switching Inverter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21 (6): 1667-1675.
- [45] Vlatkovic V, Borojevic D, Lee F C, et al. A new zero-voltage-transition, three-phase PWM rectifier/inverter circuit [C]. Proc. IEEE PESC, 1993: 868-873.
- [46] Cuadros C, Borojevic D, Lee F C. Space vector modulated, zero-voltage transition three-phase AC to Dc bidirectional converter [C]. Proc. IEEE PESC, 1994: 16-23.

- [47] McMurray W. Thyristor commutation in dc choppers-a comparative study [J]. IEEE Trans. on Ind. Application, 1978, IA-14: 547-558.
- [48] Mao H, Lee F C, Zhou X. , et al. Improved zero-current-transition converters for high power applications [C]. Proc. IEEE IAS, 1996: 1145-1152.
- [49] Li Y, Lee F C, Lai J, et al. A novel three-phase zero-current-transition and quasi-zero-voltage transition (ZCT-QZVT) inverter/rectifier with reduced stresses on devices and components [C]. Proc. IEEE Apec 2000: 1030-1036.
- [50] Dong W, Choi J, Li Y, et al. Comparative experimental evaluation of soft-switching inverter techniques for electric vehicle drive application [C]. Proc. IEEE Apec 2001: 1469-1476.
- [51] Li Y, Lee F C, Boroyevich D. A simplified three-phase zero-current-transition inverter with three auxiliary switches [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18 (3): 802-810.

第 8 章 ZVS 有源箝位软开关功率因数校正器

第 7 章分析了常见的软开关功率因数校正器拓扑，本章中将着重分析浙江大学徐德鸿教授课题组提出的 ZVS 有源箝位软开关功率因数校正器及控制方法。

8.1 复合有源箝位 ZVS 单相 Boost 型 PFC 变换器

图 8-1 所示为复合有源箝位 ZVS Boost 型 PFC 变换器，与图 8-2 所示的传统的有源箝位 Boost 型 PFC 电路一样，辅助谐振电感 L_1 被用来抑制二极管反向恢复电流，减小二极管反向恢复引起的损耗。与传统的有源箝位电路不同之处在于：由箝位电容 C_c 和辅助开关管 V_3 组成的箝位支路并联在辅助谐振电感 L_1 两端，用于箝位辅助谐振电感 L_1 两端的电压。变换器的三个开关管 V_1 、 VD_2 和 V_3 与箝位电容 C_c 和输出电容 C_o 组成一个箝位回路。在这个回路中，有

$$V_{V_1} + V_{V_3} + V_{VD_2} = V_o + V_{C_c} \tag{8-1}$$

该变换器的关键在于，除去开关切换瞬间外，在一个工作周期内，变换器的三个开关管中有且仅有两个在导通，这样关断的那个开关器的电压就被箝位在 $V_o + V_{C_c}$ ，从而消除了二极管输出电容和辅助谐振电感之间的寄生振荡。与传统的有源

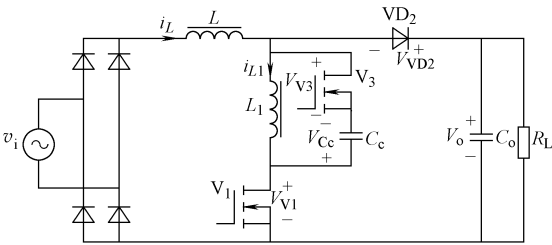


图 8-1 复合有源箝位 ZVS Boost 型功率因数校正器

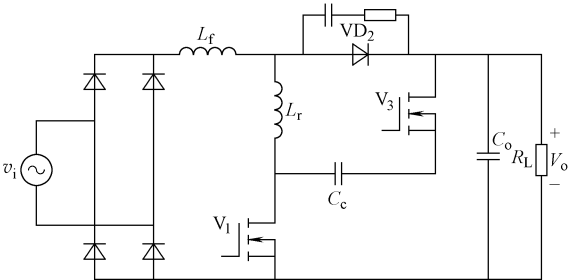


图 8-2 有源箝位 Boost 型 PFC 变换器

箝位 Boost 型 PFC 电路一样, 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器也能够实现主开关管和辅助开关管的零电压开关。

8.1.1 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作原理分析

为了分析方便, 首先做出如下假定:

- MOSFET 被看作是理想开关器件, 并联了反并二极管。
- 输入电感 L 足够大, 在一个开关周期内输入电感电流 i_L 变化很小, 可以视作恒定。
- 主开关管和辅助开关管两端的电容是寄生电容和外加电容的总和。
- 输出滤波电容 C_o 足够大, 可视为恒压源。
- 箝位电路中箝位电容 C_c 取值足够大, 使得箝位电容电压也可被认为在一个开关周期内恒定。
- 箝位电容 C_c 与辅助谐振电感 L_1 的谐振频率远低于变换器的开关频率。

在传统有源箝位 PFC 变换器中, 主开关管 V_1 和辅助开关管 V_3 的驱动信号是互补的, 而在复合有源箝位 PFC 变换器中, 两者的驱动信号是重叠的, 两者的对比如图 8-3 所示。在传统有源箝位电路中, 当主开关管和辅助开关管被误触发而同时导通时, 会在主开关管和辅助开关管中流过很大的短路电流, 引起电路的损坏; 而在复合有源箝位电路中, 由于二极管 VD_2 的单向导电性, 可防止由于主开关管 V_1 和辅助开关管 V_3 共同导通而引起输出电容被短路的情况。

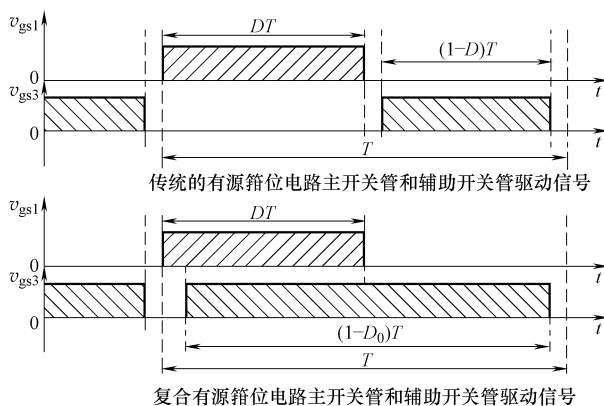


图 8-3 两种有源箝位电路的驱动信号的对比

根据前面的分析, 在复合有源箝位电路中, 辅助开关管只是在主开关管和二极管在共同导通时, 即二极管向主开关管换流的阶段才处于关断状态, 因此, 在一个开关周期中, 辅助开关管的占空比是基本固定的。而主开关管的占空比会随着输入电压的变化而变化, 从而实现输入电流功率因数校正的目的。

对于 PFC 变换器, 在输入电流一个工频周期的正、负半波内, 其工作过程是

类似的, 这里就以正半波内的一个开关周期为例进行分析。在一个开关周期内, 变换器中共有 6 个工作状态, 如图 8-4 所示。各个工作状态的主要波形如图 8-5 所示。

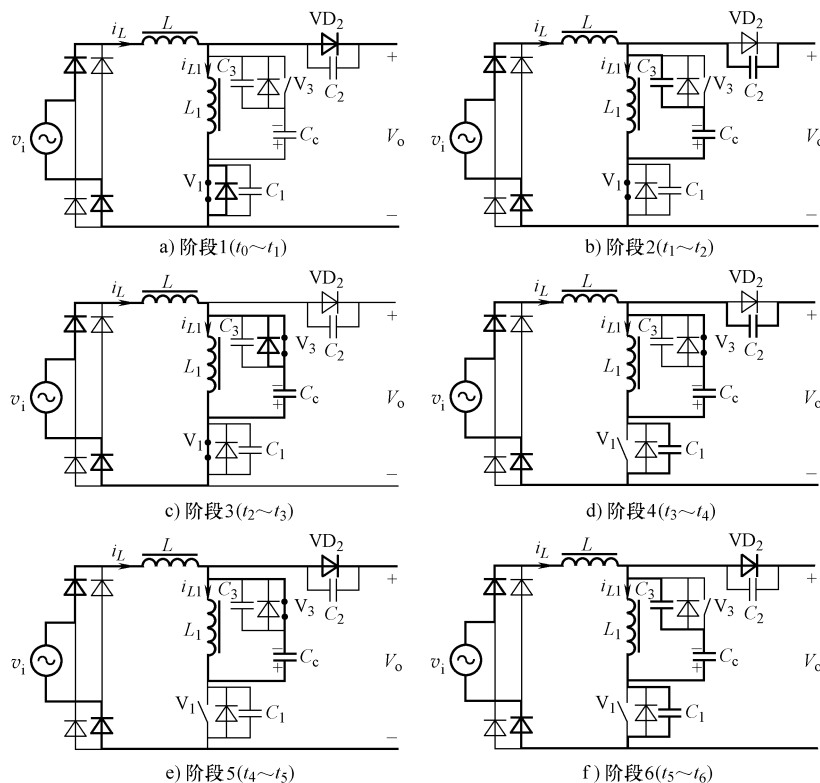


图 8-4 CAC Boost 型 PFC 变换器工作等效电路

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 在 t_0 时刻之前 (阶段 6 中), 升压二极管 VD_2 在导通, 辅助开关管 V_3 被关断, 这时流过辅助谐振电感 L_1 的电流与图中的方向相反, 在辅助谐振电感 L_1 的反向电流的作用下, 辅助开关管 V_3 的并联电容 C_3 被充电, 而主开关管的并联电容 C_1 被放电, 即主开关管 V_1 两端的电压逐渐下降。如果辅助谐振电感 L_1 中的能量足够大, 到 t_0 时刻, 主开关管 V_1 两端的电压降为零, 其体内二极管开始导通, 主开关管可以在零电压条件下导通, 这时辅助开关管 V_3 的并联电容 C_3 充电完成, 辅助开关管 V_3 两端的电压被箝位为 $V_o + V_{Cc}$, 直到 t_1 时刻。

t_0 时刻之后, V_1 在零电压条件下被驱动开通。开始二极管向主开关管的换流过程, 即二极管的反向恢复过程, 这时主开关管 V_1 与辅助谐振电感 L_1 的电流线性增加, 而二极管中电流线性下降, 电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o}{L_1} \quad (8-2)$$

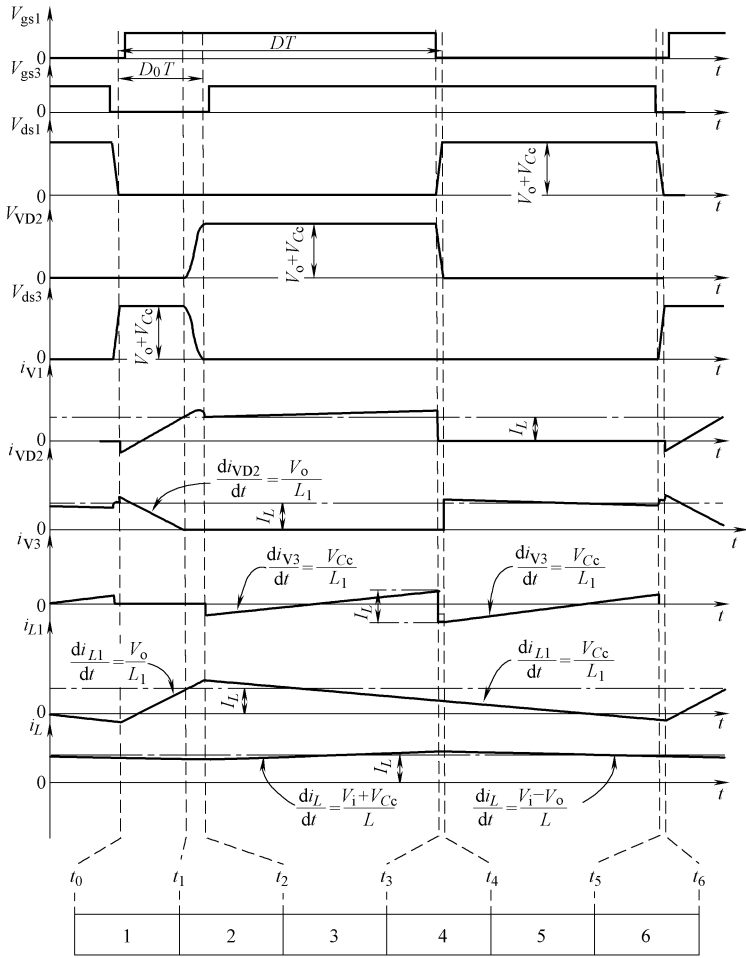


图 8-5 CAC Boost 型 PFC 变换器工作波形

由于辅助谐振电感的存在，二极管反向恢复电流的变化率得到了抑制，使得二极管反向恢复电流的峰值没有硬开关条件下那么高，从而减少了反向恢复过程中主开关管和二极管上的损耗。通常反向恢复电流的变化率满足式 (8-3) 即可以达到比较好的二极管反向恢复抑制效果。

$$\frac{di_{L1}}{dt} < 100\text{A}/\mu\text{s} \quad (8-3)$$

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻，升压二极管 VD_2 中的电流下降到零，二极管反向关断。辅助谐振电感 L_1 和升压二极管 VD_2 并联电容 C_2 、辅助开关并联电容 C_3 开始谐振。 C_2 被充电， C_3 被放电。

到本阶段末 t_2 时刻，辅助开关管 V_3 两端的电压下降为零，其体内二极管开始导通， L_1 和 C_2 、 C_3 的谐振停止。所以辅助开关管 V_3 总是在零电压条件下导通。

而升压二极管 VD_2 两端电压被箝位在 $V_o + V_{C_c}$ ，并保持到 t_3 时刻。

($t_0 \sim t_2$) 对应于主开关管的占空比损失，表示为 $D_0 T$ 。相对于整个开关周期，阶段 1 和阶段 2 非常短暂，因此 D_0 一般远小于 1。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$)：辅助开关管 V_3 的体内二极管在 t_2 时刻开始导通， V_3 总是在零电压下开通的。从 t_2 开始，箝位电容 C_c 开始通过辅助谐振电感 L_1 放电，因为箝位电容 C_c 比较大，所以电容上的电压近似不变。 L_1 中的电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{C_c}}{L_1} \quad (8-4)$$

这个阶段也是输入电感 L 的储能增加的阶段，在这个阶段里，输入电压 V_i 给输入电感 L 充电，电感 L 中的电流变化率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i + V_{C_c}}{L} \quad (8-5)$$

这个阶段的长度是由 PWM 的占空比决定的。

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$)：在 t_3 时刻，主开关管 V_1 被关断。由于主开关管 V_1 并联电容 C_1 和二极管并联电容 C_2 的作用，主开关管是在零电压条件下关断的。在输入电感电流 i_L 的作用下，主开关管并联电容 C_1 被充电，升压二极管并联电容 C_2 被放电，到 t_4 时刻升压二极管 VD_2 两端的电压降低直至为零， VD_2 开始导通。主开关管 V_1 两端电压达到 $V_o + V_{C_c}$ ，本阶段结束。

阶段 5 ($t_4 \sim t_5$)： t_4 时刻，升压二极管 VD_2 导通。在这个阶段里，储存在输入电感 L 的能量通过 VD_2 向负载释放，主开关管 V_1 两端电压被箝位为 $V_o + V_{C_c}$ 。本阶段的持续时间也是由 PWM 的占空比决定的。

阶段 6 ($t_5 \sim t_6$)： t_5 时刻，辅助开关管 V_3 被关断，升压二极管 VD_2 保持导通。此时辅助谐振电感 L_1 中的电流已经变为负向，所以主开关管并联电容 C_1 被放电，辅助开关管并联电容 C_3 被充电。如果辅助谐振电感 L_1 中的能量足够大，到 t_6 时刻，主开关管 V_1 两端的电压可以下降为零，其体内二极管开始导通。主开关管 V_1 可以在零电压条件下导通，到 t_6 时刻， V_3 两端的电压达到 $V_o + V_{C_c}$ ， C_3 充电完成， V_3 两端的电压被箝位为 $V_o + V_{C_c}$ ，直到 t_1 时刻。

在 t_6 时刻之后，重复下一个开关周期。

根据上面的分析，在变换器的一个开关周期内，主开关管 V_1 、辅助开关管 V_3 和二极管 VD_2 都是被箝位的，箝位电压均为 $V_o + V_{C_c}$ 。辅助开关总是零电压开关的，而主开关管在满足软开关条件时，可以实现零电压开关。

8.1.2 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的谐振过程分析

首先推导在一个开关周期中的两次谐振过程的表达式，即在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$)

中, 二极管 VD_2 反向关断后的谐振过程和阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) 中辅助开关管 V_3 关断后的谐振过程。

8.1.2.1 二极管 VD_2 反向关断后的谐振过程

根据前面的分析, 在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中, 二极管 VD_2 关断后, 辅助谐振电感 L_1 和升压二极管并联电容 C_2 、辅助开关管并联电容 C_3 开始谐振。 C_2 被充电, C_3 被放电。谐振过程的等效电路如图 8-6 所示。

到本阶段末 t_2 时刻, 辅助开关管 V_3 两端的电压下降为零, L_1 和 C_2 、 C_3 的谐振停止。而二极管 VD_2 两端电压被箝位在 $V_o + V_{C_c}$ 。

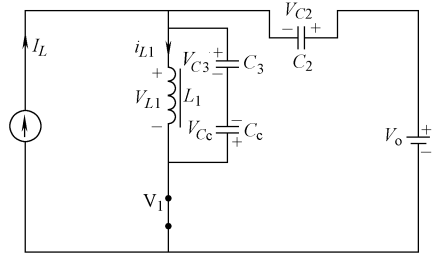


图 8-6 阶段 2 谐振等效电路

电路的初始条件如下：

$$i_{L1}(t_1) = I_L \quad V_{C2}(t_1) = 0 \quad V_{C3}(t_1) = V_o + V_{C_c}$$

到 t_2 时刻, 有

$$V_{C2}(t_2) = V_o + V_{C_c} \quad V_{C3}(t_2) = 0$$

在电路中

$$V_{C3} = V_o + V_{C_c} - V_{C2} \quad (8-6)$$

$$i_{L1} = I_L + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} - C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = I_L + (C_2 + C_3) \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (8-7)$$

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 (C_2 + C_3) \frac{d^2 V_{C2}}{dt^2} \quad (8-8)$$

对 L_1 、 C_2 、 V_o 组成的回路列写回路电压方程, 得

$$V_{L1} + V_{C2} = V_o \quad (8-9)$$

即

$$L_1 (C_2 + C_3) \frac{d^2 V_{C2}}{dt^2} + V_{C2} = V_o \quad (8-10)$$

将初始条件代入, 解之得

$$V_{C2}(t) = V_o - V_o \cos \omega_2 t \quad (8-11)$$

$$i_{L1}(t) = I_L + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \sin \omega_2 t \quad (8-12)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 (C_2 + C_3)}} \quad (8-13)$$

$$V_{C3}(t) = V_o + V_{C_c} - V_{C2} = V_{C_c} + V_o \cos \omega_2 t \quad (8-14)$$

因为 $V_{C_c} = V_o$, 根据式 (8-14), $V_{C3}(t)$ 一定可以下降到零, 因此辅助开关管总是零电压开通的。

在 t_2 时刻, 辅助谐振电感 L_1 上的电流为

$$i_{L1}(t_2) = I_L + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \sqrt{1 - \frac{V_{C_c}^2}{V_o^2}} \approx I_L + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \quad (8-15)$$

辅助开关管 V_3 上的电流为

$$i_{V3}(t_2) = I_L - i_{L1}(t_2) = -V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \quad (8-16)$$

8.1.2.2 辅助开关管 V_3 关断后的谐振过程

根据前面的分析, 在阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) 中, 辅助开关管 V_3 关断后, 辅助谐振电感 L_1 和主开关管并联电容 C_1 、辅助开关管并联电容 C_3 开始谐振。 C_3 被充电, C_1 被放电。谐振过程的等效电路如图 8-7 所示。

电路的边界条件如下:

$$i_{L1}(t_5) = I_{\min}$$

$$V_{C3}(t_5) = 0 \quad V_{C1}(t_5) = V_o + V_{C_c}$$

在 t_5 时刻, 辅助谐振电感电流的最小值为

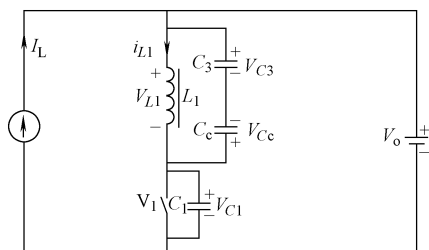


图 8-7 阶段 6 谐振过程的等效电路

$$I_{\min} = I_L + V_2 \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} - \frac{V_{C_c}}{L_1} (1 - D_0) T \quad (8-17)$$

在电路中

$$V_{C3} = V_o + V_{C_c} - V_{C1} \quad (8-18)$$

$$i_{L1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} - C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = (C_1 + C_3) \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (8-19)$$

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 (C_1 + C_3) \frac{d^2 V_{C1}}{dt^2} \quad (8-20)$$

对 L_1 、 C_1 、 V_o 组成的回路列写回路电压方程, 得

$$L_1 (C_1 + C_3) \frac{d^2 V_{C1}}{dt^2} + V_{C1} = V_o \quad (8-21)$$

将初始条件代入, 解之得

$$V_{C1}(t) = V_o - \sqrt{V_{C_c}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}} \sin(\omega_6 t + \varphi) \quad (8-22)$$

式中

$$\omega_6 = \sqrt{\frac{1}{L_1 (C_1 + C_3)}} \quad (8-23)$$

$$\varphi = -\arccos \left(\frac{\left| I_{\min} \sqrt{\frac{L_1}{(C_1 + C_3)}} \right|}{\sqrt{V_{Cc}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}}} \right) \quad (8-24)$$

8.1.2.3 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的稳态分析

稳态工作时，一个开关周期内变换器中辅助谐振电感 L_1 两端的电压 v_{L1} 的平均值应为零，即

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt = 0 \quad (8-25)$$

$$\text{式中} \quad \int_0^T v_{L1} dt = \int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} v_{L1} dt + \int_{t_5}^{t_6} v_{L1} dt \quad (8-26)$$

忽略短暂的阶段 $(t_1 \sim t_2)$ 和 $(t_5 \sim t_6)$ ，在 $(t_0 \sim t_1)$ 阶段加在辅助谐振电感 L_1 上的电压为 V_o ，在 $(t_2 \sim t_5)$ 阶段加在辅助谐振电感 L_1 上的电压为 $-V_{Cc}$ ，于是

$$\int_0^T v_{L1} dt \approx \int_0^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} v_{L1} dt = \int_0^{t_1} V_o dt + \int_{t_2}^{t_5} (-V_{Cc}) dt = V_o D_0 T - V_{Cc} (1 - D_0) T \quad (8-27)$$

$$\text{式中} \quad D_0 T = t_2 - t_0 \quad (8-28)$$

由式 (8-23) 和式 (8-25) 得到

$$V_{Cc} \approx \frac{D_0}{1 - D_0} V_o \quad (8-29)$$

稳态时，一个开关周期中流过箝位电容 C_c 的平均电流值为零，即

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cc} dt = 0 \quad (8-30)$$

式中

$$\begin{aligned} \int_0^T i_{Cc}(t) dt &= \int_0^{t_1} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{Cc}(t) dt + \\ &\quad \int_{t_3}^{t_4} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{Cc}(t) dt \end{aligned} \quad (8-31)$$

忽略短暂的阶段 $(t_1 \sim t_2)$ ， $(t_3 \sim t_4)$ 和 $(t_5 \sim t_6)$ ，在 $(t_0 \sim t_1)$ 阶段，流入箝位电容 C_c 的电流为零，在 $(t_2 \sim t_3)$ 阶段，流入箝位电容 C_c 的电流为

$$i_{Cc}(t) = -V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} + \frac{V_{Cc}}{L_1} (t - t_2) \quad (8-32)$$

在 $(t_5 \sim t_6)$ 阶段，流入箝位电容 C_c 的电流为

$$i_{Cc}(t) = -V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} + \frac{V_{Cc}}{L_1}(t - t_2) - I_L \quad (8-33)$$

将式 (8-32) 和式 (8-33) 代入式 (8-30) 和式 (8-31), 得到

$$\frac{V_{Cc}}{2L_1}(1 - D_0)^2 T - V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}(1 - D_0) - I_L(1 - D) = 0 \quad (8-34)$$

解方程式 (8-34), 得到

$$D_0 = \frac{2L_1 \left(\frac{V_i I_L}{V_o} + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)}{V_o T} \quad (8-35)$$

稳态工作时, 一个开关周期内变换器中输入电感 L 两端的电压 v_L 的平均值应为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 \quad (8-36)$$

$$\int_0^T v_L dt = \int_{t_0}^{t_1} v_L dt + \int_{t_1}^{t_2} v_L dt + \int_{t_2}^{t_3} v_L dt + \int_{t_3}^{t_4} v_L dt + \int_{t_4}^{t_5} v_L dt + \int_{t_5}^{t_6} v_L dt \quad (8-37)$$

忽略短暂的阶段 ($t_3 \sim t_4$) 和 ($t_5 \sim t_6$), 在 ($t_2 \sim t_3$) 阶段加在输入电感 L 上的电压为 ($V_o + V_{Cc}$), 在 ($t_0 \sim t_1$) 和 ($t_4 \sim t_5$) 阶段加在输入电感 L 上的电压为 ($V_i - V_o$), 于是

$$\begin{aligned} \int_0^T v_L dt \approx \int_{t_0}^{t_1} v_L dt + \int_{t_2}^{t_3} v_L dt + \int_{t_4}^{t_5} v_L dt = (V_i - V_o) D_0 T + \\ (V_i + V_{Cc})(D - D_0) T + (V_i - V_o)(1 - D) T \end{aligned} \quad (8-38)$$

将式 (8-38) 代入式 (8-36), 得到

$$(V_i + V_{Cc})(D - D_0) + (V_i - V_o)(1 - D + D_0) = 0 \quad (8-39)$$

解之得

$$D = 1 + D_0 - \frac{V_i}{V_o} \quad (8-40)$$

而在硬开关 PFC 变换器中

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (8-41)$$

因此, 复合有源箝位变换器与硬开关 PFC 变换器相比, 存在着占空比的损失, 占空比损失由式 (8-35) 决定, 这个占空比通常小于 5%。

8.1.2.4 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的稳态电压应力分析

在复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中, 输入电压可以表示为 $V_i = \sqrt{2} V_i \sin \omega t$ (其中, $\omega = 2\pi f = 100\pi$), 输入电流表示为 $I_i = \sqrt{2} I_i \sin \omega t$, 而输入电感电流为 $I_L = |I_i|$, 输出电压为 V_o , 输出额定功率为 P_o 。

根据前面的分析, 在复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中, 加在主开关管 V_1 、

辅助开关管 V_3 、升压二极管 VD_2 上的最大电压均为箝位电压 $(V_o + V_{Cc})$ ，由式 (8-29) 和式 (8-35) 可以得到

$$V_{\max} = V_o + V_{Cc} = \frac{V_o}{1 - \frac{2L_1}{T} \left(\frac{2P_o}{V_o^2} + \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)} \quad (8-42)$$

即复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，电力电子器件的电压应力与输入功率和电路中的谐振参数（包括 L_1 和 C_2 、 C_3 ）有关。

在复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，各个元器件的电压和电流应力参数见表 8-1。

表 8-1 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中各个元器件的电压和电流应力参数

应力参数	主开关管 V_1	辅助开关管 V_3	二极管 VD_2	辅助谐振电感 L_1
$V_{\max}$	$\frac{V_o}{1 - \frac{2L_1}{T} \left(\frac{2P_o}{V_o^2} + \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)}$	$\frac{V_o}{1 - \frac{2L_1}{T} \left(\frac{2P_o}{V_o^2} + \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)}$	$\frac{V_o}{1 - \frac{2L_1}{T} \left(\frac{2P_o}{V_o^2} + \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)}$	V_o
$I_{\max}$	$I_{L\max} + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}$	$V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} + \left(\frac{2V_i}{V_o} - 1 \right) I_L$	$V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} + \frac{2V_i}{V_o} I_L$	$\frac{I_{L\max} + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}}{V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}}$

8.1.2.5 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的稳态软开关条件分析

根据前面的分析，在复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，辅助开关管 V_3 总是在零电压条件下开关的，因此，这里只讨论主开关管 V_1 的软开关条件。根据上一节对阶段 6 中辅助开关管关断后电路谐振过程的分析，在阶段 6 中，只有当主开关管输出电容 C_1 两端电压下降到零，才能实现主开关管的零电压开通，由式 (8-22) 得到软开关条件为

$$V_o < \sqrt{V_{Cc}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}} \quad (8-43)$$

将式 (8-17) 代入式 (8-43)，得到软开关条件为

$$\left(2 \frac{V_i}{V_o} - 1 \right) |I_i| + \frac{V_o}{\sqrt{L_1}} \left[\sqrt{(C_2 + C_3)} - \sqrt{(C_1 + C_3)} \right] > 0 \quad (8-44)$$

将 V_i 和 I_i 代入式 (8-44)，软开关条件可以写为

$$\left(2 \frac{\sqrt{2} V_i |\sin \omega t|}{V_o} - 1 \right) \sqrt{2} I_i |\sin \omega t| + \frac{V_o}{\sqrt{L_1}} \left[\sqrt{(C_2 + C_3)} - \sqrt{(C_1 + C_3)} \right] > 0 \quad (8-45)$$

从式 (8-45) 可以看到，复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的软开关条件与多个因素有关，包括输入电压的瞬时值、输入电流的瞬时值、输出直流电压、辅助谐

振电感 L_1 的值, 还有与主开关管并联电容 C_1 、辅助开关管并联电容 C_3 和升压二极管并联电容 C_2 有关。

在式 (8-45) 的左端是两项之和, 第一项的值随时间在正和负之间变化。如果 $C_2 > C_1$, 则第二项固定为正值。通常都保证 $C_2 > C_1$, 以保证较宽的软开关范围。一旦变换器中的谐振参数 L_1 、 C_1 、 C_2 和 C_3 确定, 则式 (8-45) 只能在一个工频周期的特定范围内满足, 即变换器只能在工频周期的特定范围内实现软开关, 如图 8-8 所示。

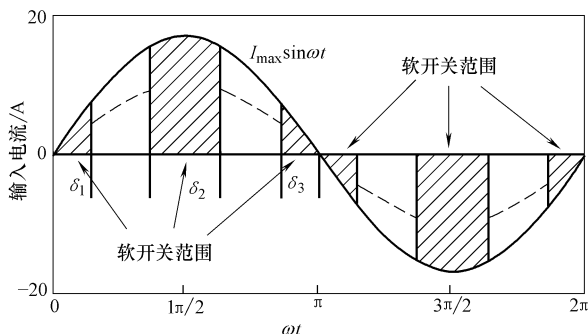


图 8-8 一个工频周期内软开关范围

功率因数校正器在输入电流的正负半周内的工作过程是相同的, 在输入电流的正半波内, 软开关范围包括 δ_1 、 δ_2 和 δ_3 三部分。在 δ_1 和 δ_3 中, 输入电流很小, 式 (8-45) 中左端第一项为很小的负值, 而式 (8-45) 左端第二项为正值, 所以软开关条件满足。在 δ_2 区间, 式 (8-45) 中左端第一部分主要为正值, 如果左端第二项也为正值, 则软开关条件也得到满足。

8.2 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器

复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器, 能够有效地抑制二极管的反向恢复电流, 在一定的范围内实现软开关, 因此具有较高的理论和应用价值。然而, 复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中的电力电子器件的电压应力大于输出电压, 这减少了变换器中开关器件的安全裕量。

针对传统有源箝位 Boost 型 PFC 变换器和复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中电力电子器件电压应力较高的缺点, 浙江大学徐德鸿教授课题组提出一种最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器 (MVAC Boost 型 PFC 变换器), 如图 8-9 所示。与复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器相比, 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器对调了辅助开关管 V_3 和辅助谐振电感 L_1 的位置, 在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中电力电子器件的电压应力等于输出电压。

在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中, 辅助谐振电感 L_1 被用来控制二

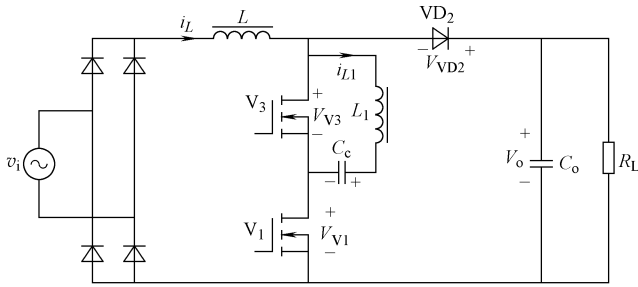


图 8-9 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器

极管反向恢复电流，减小二极管反向恢复在主开关管引起的损耗。箝位电容 C_c ，辅助开关管 V_3 和辅助谐振电感 L_1 组成一个闭合回路，这样就可以箝位辅助谐振电感 L_1 两端的电压。在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中三个开关管 V_1 、 VD_2 和 V_3 与输出电容 C_o 组成一个箝位回路。在这个回路中，有

$$V_{V1} + V_{V3} + V_{VD2} = V_o \quad (8-46)$$

这种变换器的关键在于，除去开关管切换瞬间外，在一个工作周期内，变换器中的三个开关管中有且仅有两个开关管处于导通状态，这样关断的那个开关管的电压就被箝位到输出电压 V_o ，从而消除了由二极管 VD_2 的输出电容和辅助谐振电感 L_1 之间的寄生振荡，并且箝位电压等于输出电压，即在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，开关管上的电压应力与硬开关 PFC 变换器中开关管的应力相同，均为输出电压，比传统有源箝位 Boost 型 PFC 变换器和复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中开关管的电压应力都要小，所以将其命名为最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器。最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器也能够实现主开关管和辅助开关管的零电压开关。下面对最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器进行理论分析。

8.2.1 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作原理分析

为了分析方便，首先做出如下假定：

- MOSFET 被看作是理想开关器件，并联了反并二极管。
- 输入电感 L 足够大，在一个开关周期内，输入电感电流 i_L 变化很小，可以视作恒定。
- 主开关管和辅助开关管两端的电容是寄生电容和外加电容的总和。
- 输出滤波电容 C_o 足够大，可视为恒压源。
- 箝位电路中箝位电容 C_c 取值足够大，使得箝位电容电压也可被认为在一个开关周期内恒定。
- 箝位电容 C_c 与辅助谐振电感 L_1 的谐振频率远低于变换器的开关频率。

最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中主开关管 V_1 和辅助开关管 V_3 的驱动

信号与复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中主开关管、辅助开关管的驱动信号相同, 为了箝位主开关管和二极管上的电压, 辅助开关管只是在主开关管和二极管共同导通时, 即二极管向主开关管换流的阶段才处于关断状态, 因此在一个开关周期中, 辅助开关管的占空比是基本固定的。而主开关管的占空比会随着输入电压变化而变化, 从而实现对输入电流进行功率因数校正的目的。最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中, 由于二极管 VD_2 的单方向导电性, 可以阻止由于 V_1 和 V_3 共同导通而引起的输出电容被短路的问题。避免了在传统的有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中, 当主开关管和辅助开关管被误触发而同时导通时, 在主开关管和辅助开关管中流过很大的短路电流, 引起电路的损坏的问题。最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的主开关管和辅助开关管驱动信号与传统有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中驱动信号的对比如图 8-10 所示。

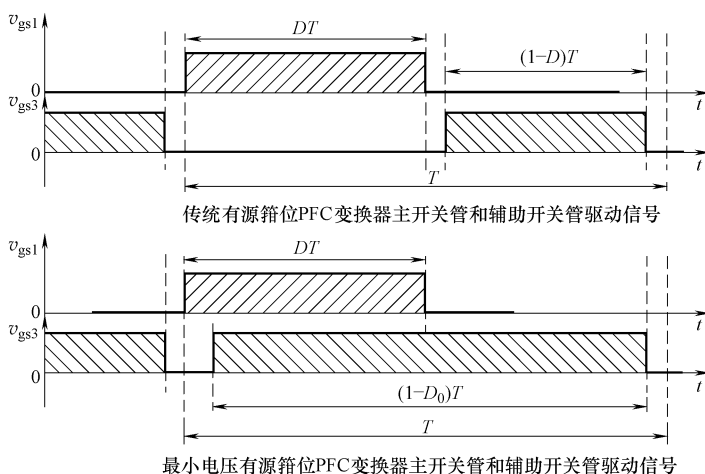


图 8-10 两种有源箝位 PFC 变换器的驱动信号的对比

对于 PFC 变换器, 在输入电流一个工频周期的正、负半波内, 其工作过程是类似的, 这里就以正半波内的一个开关周期为例进行分析。在一个开关周期内, 变换器中共有 6 个工作状态, 如图 8-11 所示。各个工作状态的主要波形如图 8-12 所示。

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 在 t_0 时刻之前 (阶段 6 中), 升压二极管 VD_2 在导通, 辅助开关管 V_3 被关断, 这时流过辅助谐振电感 L_1 的电流与图中所示的方向相反, 在辅助谐振电感 L_1 的反向电流的作用下, 辅助开关管 V_3 的并联电容 C_3 被充电, 而主开关管的并联电容 C_1 被放电, 主开关管 V_1 两端的电压逐渐下降。如果辅助谐振电感 L_1 中的能量足够大, 到 t_0 时刻, 主开关管 V_1 两端的电压降为零, 其体内二极管开始导通, 主开关管可以在零电压条件下导通, 这时辅助开关管 V_3 的并联电容 C_3 充电完成, 辅助开关管 V_3 两端的电压被箝位为输出电压 V_o , 直到 t_1 时刻。

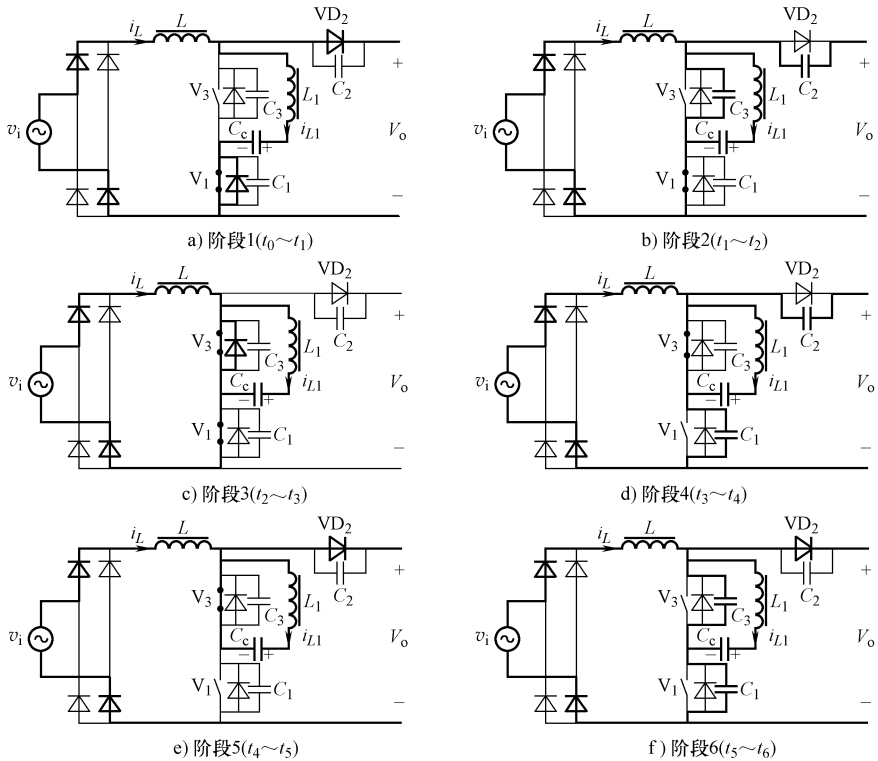


图 8-11 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作等效电路

t_0 时刻之后, V_1 在零电压条件下被驱动开通。开始二极管向主开关管的换流过程, 即二极管的反向恢复过程, 这时主开关管 V_1 与辅助谐振电感 L_1 电流线性增加, 而二极管中电流线性减小, 电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o - V_{Ce}}{L_1} \quad (8-47)$$

即由于辅助谐振电感的存在, 二极管的反向恢复电流的变化率得到了抑制, 使得二极管反向恢复电流的峰值没有硬开关条件下那么高, 从而减少了反向恢复过程中主开关管和二极管中的损耗。通常反向恢复电流的变化率满足式 (8-48) 即可以达到比较好的二极管反向恢复抑制结果。

$$\frac{di_{L1}}{dt} < 100 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (8-48)$$

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻, 二极管 VD_2 中的电流下降到零, 二极管反向关断。辅助谐振电感 L_1 和升压二极管并联电容 C_2 、辅助开关管并联电容 C_3 开始谐振。 C_2 被充电, C_3 被放电。到本阶段末 t_2 时刻, 辅助开关管 V_3 两端的电压下降为零, 其体内二极管开始导通, L_1 和 C_2 、 C_3 的谐振停止。所以辅助开关管 V_3 总是在零电压条件下导通。而升压二极管 VD_2 两端电压被箝位在输出电压 V_o , 并保持到 t_3

时刻。

($t_0 \sim t_2$) 对应于主开关管的占空比损失, 在本书中表示为 $D_0 T$ 。相对于整个开关周期, 阶段 1 和 2 非常短暂, 因此 D_0 一般远小于 1。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$): 辅助开关管 V_3 的体内二极管在 t_2 时刻开始导通, V_3 总是在零电压下开通的。从 t_2 开始, 箝位电容 C_c 开始通过辅助谐振电感 L_1 放电, 因为箝位电容 C_c 比较大, 所以电容上的电压近似不变。 L_1 中的电流变化率为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{Cc}}{L_1} \quad (8-49)$$

这个阶段也是输入电感 L 的储能增加的阶段。在这个阶段里, 输入电压 V_i 给输入电感 L 充电, 电感 L 中的电流变换率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_{Cc}}{L} \quad (8-50)$$

这个状态一直持续到时刻 t_3 , 主开关管 V_1 关断。这个阶段的长度是由 PWM 占空比决定的。

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$): 在 t_3 时刻, 主开关管 V_1 被关断。由于主开关管 V_1 并联电容 C_1 和二极管并联电容 C_2 的作用, 主开关管是在零电压条件下关断的。在输入电感电流 i_L 的作用下, 主开关管并联电容 C_1 被充电, 升压二极管 VD_2 并联电容 C_2 被放电, 到 t_4 时刻, 升压二极管 VD_2 两端的电压降低至零, VD_2 开始导通。主开关管 V_1 两端电压达到 V_o , 本阶段结束。

阶段 5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻, 升压二极管 VD_2 导通。在这个阶段里, 储存在输入电感 L 的磁量通过 VD_2 向负载释放, 主开关管 V_1 两端电压被箝位为 V_o 。本阶段持续时间也是由 PWM 占空比决定的。

阶段 6 ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻, 辅助开关管 V_3 被关断, 升压二极管 VD_2 保持导通。此时辅助谐振电感 L_1 中的电流已经变为负向, 所以主开关管并联电容 C_1 被放电, 辅助开关管并联电容 C_3 被充电。如果辅助谐振电感 L_1 中的能量足够大, 到 t_6 时刻, 主开关管 V_1 两端的电压可以下降为零, 其体内二极管开始导通。主开关管 V_1 可以在零电压条件下导通, 到 t_6 时刻, V_3 两端的电压达到 V_o , C_3 充电完成, V_3 两端的电压被箝位为 V_o , 直到 t_1 时刻。

在 t_6 时刻之后, 重复下一个开关周期。

根据上面的分析, 在变换器的一个开关周期内, 主开关管 V_1 、辅助开关管 V_3 和二极管 VD_2 都是被箝位的, 箝位电压均为 V_o 。辅助开关管总是零电压开关的, 而主开关管在满足软开关条件时, 可以实现零电压开关。

8.2.2 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的谐振过程分析

首先推导在一个开关周期中的两次谐振过程中的公式, 即在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中, 二极管 VD_2 反向关断后的谐振过程和阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) 中辅助开关管 V_3 关断

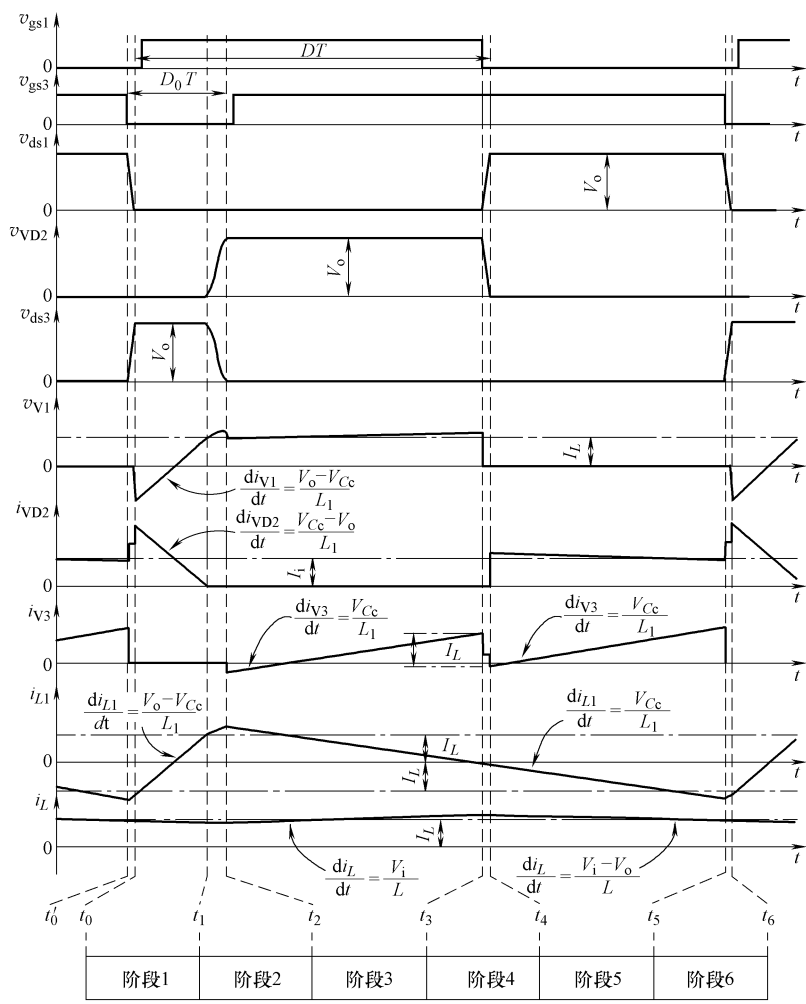


图 8-12 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器工作波形

后的谐振过程。

1. 二极管 VD₂ 反向关断后的谐振过程

根据前面的分析，在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中，二极管 VD₂ 关断后，辅助谐振电感 L_1 和升压二极管并联电容 C_2 、辅助开关管并联电容 C_3 开始谐振， C_2 被充电， C_3 被放电。谐振的等效电路如图 8-13 所示。

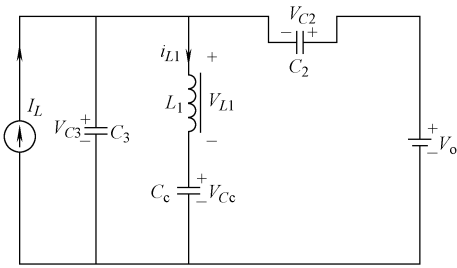


图 8-13 阶段 2 谐振等效电路

到本阶段末 t_2 时刻, 辅助开关管 V_3 两端的电压下降为零, L_1 和 C_2 、 C_3 的谐振停止。而二极管 VD_2 两端电压被箝位在 V_o 。

电路的初始条件如下:

$$i_{L1}(t_1) = I_L \quad V_{C2}(t_1) = 0 \quad V_{C3}(t_1) = V_o$$

到 t_2 时刻, $V_{C2}(t_2) = V_o$, $V_{C3}(t_2) = 0$

在电路中

$$V_{C3} = V_o - V_{C2} \quad (8-51)$$

$$i_{L1} = I_L + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} - C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = I_L + (C_2 + C_3) \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (8-52)$$

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 (C_2 + C_3) \frac{d^2 V_{C2}}{dt^2} \quad (8-53)$$

对 L_1 、 C_2 、 V_o 组成的回路列写回路电压方程式, 得

$$V_{L1} + V_{C2} + V_{C3} = V_o \quad (8-54)$$

即

$$L_1 (C_2 + C_3) \frac{d^2 V_{C2}}{dt^2} + V_{C2} = V_o - V_{C3} \quad (8-55)$$

将初始条件代入, 解之得

$$V_{C2}(t) = (V_o - V_{C3})(1 - \cos \omega_2 t) \quad (8-56)$$

$$i_{L1}(t) = I_L + (V_o - V_{C3}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \sin \omega_2 t \quad (8-57)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 (C_2 + C_3)}} \quad (8-58)$$

在 t_2 时刻, 辅助谐振电感上的电流为

$$i_{L1}(t_2) \approx I_L + (V_o - V_{C3}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \quad (8-59)$$

2. 辅助开关管 V_3 关断后的谐振过程

根据前面的分析, 在阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) 中, 辅助开关管 V_3 关断后, 辅助谐振电感 L_1 和主开关管并联电容 C_1 、辅助开关管并联电容 C_3 开始谐振, C_3 被充电, C_1 被放电。谐振电路的等效电路如图 8-14 所示。

电路的初始条件如下:

$$i_{L1}(t_5) = I_{\min} \quad V_{C3}(t_5) = 0$$

$$V_{C1}(t_5) = V_o$$

式中, $I_{\min}$ 是 t_5 时刻辅助谐振电感电流的最小值, 有

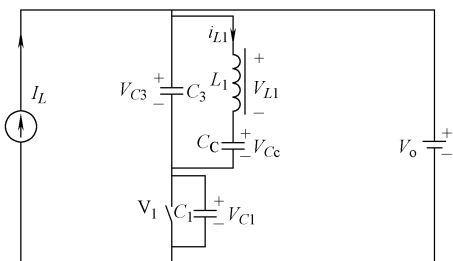


图 8-14 阶段 6 谐振等效电路

$$I_{\min} = I_L + (V_o - V_{C_c}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} - \frac{V_{C_c}}{L_1} (1 - D_0) T \quad (8-60)$$

在电路中

$$V_{C3} = V_o - V_{C1} \quad (8-61)$$

$$i_{L1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} - C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} = (C_1 + C_3) \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (8-62)$$

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 (C_1 + C_3) \frac{d^2 V_{C1}}{dt^2} \quad (8-63)$$

对 L_1 、 C_1 、 C_c 和 V_o 组成的回路列写回路电压方程, 得

$$L_1 (C_1 + C_3) \frac{d^2 V_{C1}}{dt^2} + V_{C1} = V_o - V_{C_c} \quad (8-64)$$

将初始条件代入, 解之得

$$V_{C1}(t) = V_o - V_{C_c} - \sqrt{V_{C_c}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}} \sin(\omega_6 t + \varphi) \quad (8-65)$$

式中

$$\omega_6 = \sqrt{\frac{1}{L_1 (C_1 + C_3)}} \quad (8-66)$$

$$\varphi = -\arccos \left(\frac{\left| I_{\min} \sqrt{\frac{L_1}{C_1 + C_3}} \right|}{\sqrt{V_{C_c}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}}} \right) \quad (8-67)$$

8.2.3 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器的稳态分析

稳态工作时, 一个开关周期内变换器中辅助谐振电感 L_1 两端的电压 v_{L1} 的平均值应为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt = 0 \quad (8-68)$$

$$\text{式中} \quad \int_0^T v_{L1} dt = \int_{t_0}^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} v_{L1} dt + \int_{t_5}^{t_6} v_{L1} dt \quad (8-69)$$

忽略短暂的阶段 ($t_1 \sim t_2$) 和 ($t_5 \sim t_6$), 在 ($t_0 \sim t_1$) 阶段加在辅助谐振电感 L_1 上的电压为 $V_o - V_{C_c}$, 在 ($t_2 \sim t_5$) 阶段加在辅助谐振电感 L_1 上的电压为 $-V_{C_c}$, 于是

$$\begin{aligned} \int_0^T v_{L1} dt &\approx \int_0^{t_1} v_{L1} dt + \int_{t_2}^{t_5} v_{L1} dt = \int_0^{t_1} V_o dt + \int_{t_2}^{t_5} (-V_{C_c}) dt \\ &= (V_o - V_{C_c}) D_0 T - V_{C_c} (1 - D_0) T \end{aligned} \quad (8-70)$$

式中

$$D_0 T = t_2 - t_0 \quad (8-71)$$

由式 (8-68) 和式 (8-70) 得到

$$V_{C_c} = V_o D_0 \quad (8-72)$$

稳态时, 一个开关周期中流过箝位电容 C_c 的平均电流值为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{C_c} dt = 0 \quad (8-73)$$

因为辅助谐振电感 L_1 与箝位电容 C_c 串联, 所以一个开关周期中流过辅助谐振电感 L_1 的平均电流值为零, 根据图 8-12 所示, 辅助谐振电感 L_1 的电流为

$$i_{L1}(t_2) = -i_{L1}(t_5) \quad (8-74)$$

将式 (8-59) 和式 (8-60) 代入式 (8-74), 得到

$$2 \left[I_L + V_o(1 - D_0) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right] = \frac{V_o D_0}{L_1} (1 - D_0) T \quad (8-75)$$

解之得

$$D_0 \approx \frac{2L_1 \left(I_L + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} \right)}{V_o T} \quad (8-76)$$

稳态工作时, 一个开关周期内变换器中输入电感 L 两端的电压 v_L 的平均值应为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 \quad (8-77)$$

$$\int_0^T v_L dt = \int_{t_0}^{t_1} v_L dt + \int_{t_1}^{t_2} v_L dt + \int_{t_2}^{t_3} v_L dt + \int_{t_3}^{t_4} v_L dt + \int_{t_4}^{t_5} v_L dt + \int_{t_5}^{t_6} v_L dt \quad (8-78)$$

忽略短暂的 $(t_3 \sim t_4)$ 和 $(t_5 \sim t_6)$ 阶段, 在 $(t_2 \sim t_3)$ 阶段加在输入电感 L 上的电压为 (V_i) , 在 $(t_0 \sim t_1)$ 和 $(t_4 \sim t_5)$ 阶段加在输入电感 L 上的电压为 $(V_i - V_o)$, 于是

$$\begin{aligned} \int_0^T v_L dt \approx \int_{t_0}^{t_1} v_L dt + \int_{t_2}^{t_3} v_L dt + \int_{t_4}^{t_5} v_L dt = (V_i - V_o) D_0 T + \\ (V_i + V_{C_c})(D - D_0)T + (V_i - V_o)(1 - D)T \end{aligned} \quad (8-79)$$

将式 (8-79) 代入式 (8-77), 得到

$$V_i(D - D_0) + (V_i - V_o)(1 - D + D_0) = 0 \quad (8-80)$$

解之得

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - D + D_0)} \quad (8-81)$$

也可以写成

$$D = 1 + D_0 - \frac{V_i}{V_o} \quad (8-82)$$

而在硬开关 PFC 变换器中, 有

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (8-83)$$

因此，最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器与硬开关 PFC 变换器相比，存在着占空比的损失，占空比损失由式 (8-76) 决定，这个占空比通常小于 5%。

8.2.3.1 开关应力分析

在 PFC 变换器中，输入电压可以表示为 $V_i = \sqrt{2} V_i \sin \omega t$ (式中， $\omega = 2\pi f = 100\pi$)，输入电流表示为 $I_i = \sqrt{2} I_i \sin \omega t$ ，而输入电感电流为 $I_L = |I_i|$ ，输出电压为 V_o 。输出额定功率为 P_o 。

根据前面的分析，在最小有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，加在主开关管 V_1 ，辅助开关管 V_3 ，和升压二极管 VD_2 上的最大电压均为箝位电压 V_o ，与硬开关电路相同。与传统有源箝位电路和复合有源箝位电路相比，这是最显著的优点。

在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，各个元器件的电压和电流应力参数见表 8-2。

表 8-2 最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中各个元器件的电压和电流应力参数

应力参数	主开关管 V_1	辅助开关管 V_3	二极管 VD_2	辅助谐振电感 L_1
$V_{\max}$	V_o	V_o	V_o	$V_o - V_{Cc}$
$I_{\max}$	$I_{L\max} + (V_o - V_{Cc}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}$	$I_{L\max} + (V_o - V_{Cc}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}$	$(V_o - V_{Cc}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} + \frac{2V_i}{V_o} I_L$	$I_{L\max} + (V_o - V_{Cc}) \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}}$

8.2.3.2 软开关条件分析

根据前面的分析，在最小电压有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，辅助开关管 V_3 总是在零电压条件下开关的，因此这里只讨论主开关管 V_1 的软开关条件。根据前面对阶段 6 中辅助开关管关断后的电路谐振过程的分析，在阶段 6 中，只有当主开关管并联电容 C_1 两端电压 $V_{C1}(t)$ 下降到零，才能实现主开关管的零电压开通，由式 (8-69) 得到软开关条件为

$$V_o - V_{Cc} < \sqrt{V_{Cc}^2 + I_{\min}^2 \frac{L_1}{C_1 + C_3}} \tag{8-84}$$

将式 (8-60) 和式 (8-68) 代入式 (8-84)，得到软开关条件为

$$(1 - 2D_0) I_L + V_o \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1}} (1 - D_0) > V_o \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{L_1}} \tag{8-85}$$

因为 $D_0 = 1$ ，所以只要 $C_2 > C_1$ ，则式 (8-85) 一般能满足。即只要二极管并联电容大于 MOSFET 输出电容，就可以保证主开关管在整个工频输入范围内实现零电压导通。因此，在所提出的最小电压箝位 Boost 型 PFC 变换器中，很容易实现主开关管的零电压开关。

8.3 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器

图 8-15 所示的三相六开关 Boost 型 PFC 变换器是三相 PFC 变换器的主要拓扑之一,该变换器工作在电流连续模式下,因此输入电感电流和开关电流应力比较小,开关器件的电压应力小,变换器效率比较高。三相六开关 Boost 型 PFC 变换器具有输入电流波形质量好、输出电压稳定的优点。

在三相六开关 Boost 型 PFC 变换器中,在一个开关周期内,每相桥臂上的两个开关管之间有两次换流过程,以 a 相桥臂为例进行分析,如图 8-16 所示, C_1 和 C_4 分别是开关管 V_1 和 V_4 的并联电容。在一个开关周期中,开关管 V_1 和 V_4 轮流导通,一个开关周期中,存在着 V_4 向 V_1 换流和 V_1 向 V_4 换流的两次换流过程。

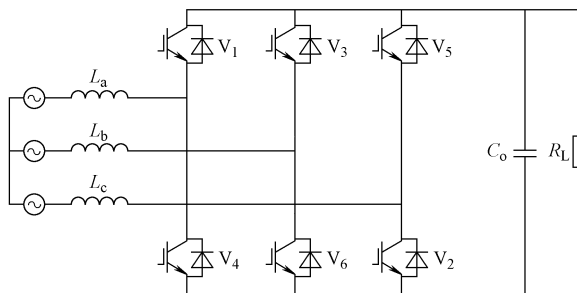


图 8-15 三相六开关 Boost 型 PFC 变换器

V_4 向 V_1 的换流过程如图 8-16 所示。 V_4 从导通状态关断,流过 V_4 的电流 i_{La} 从 V_4 转移到 C_4 和 C_1 支路中,给 C_4 充电,同时 C_1 被放电,由于 C_1 和 C_4 的存在, V_4 是零电压关断的,因为输入电感电流 i_{La} 在一个开关周期内近似不变,可以看作是一个恒流源,因此 C_4 的电压线性上升, C_1 的电压线性下降。当 C_1 的电压下降到零时, V_1 的反并联二极管开始导通,此时给 V_1 加开通驱动信号,则 V_1 是在零电压条件下开通的。因此,当桥臂开关管并联电容足够大时,从 V_4 向 V_1 的换流过程是自然的软开关过程。

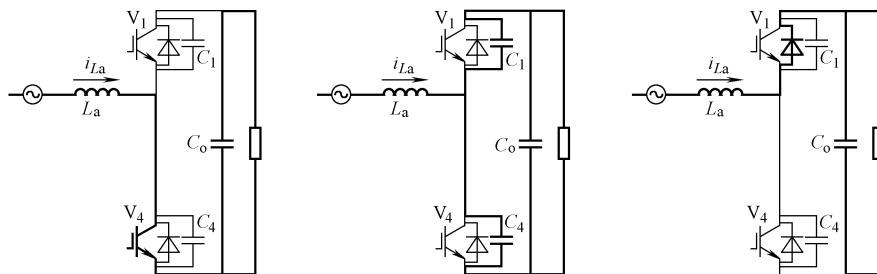


图 8-16 a 相桥臂换流示意图 (V_4 向 V_1 换流)

V_1 向 V_4 换流的过程如图 8-17 所示。当需要关断 V_1 时,由于这时电感电流 i_{La} 流过 V_1 的反并联二极管,因此虽然给 V_1 加上关断驱动信号, V_1 并未关断。在

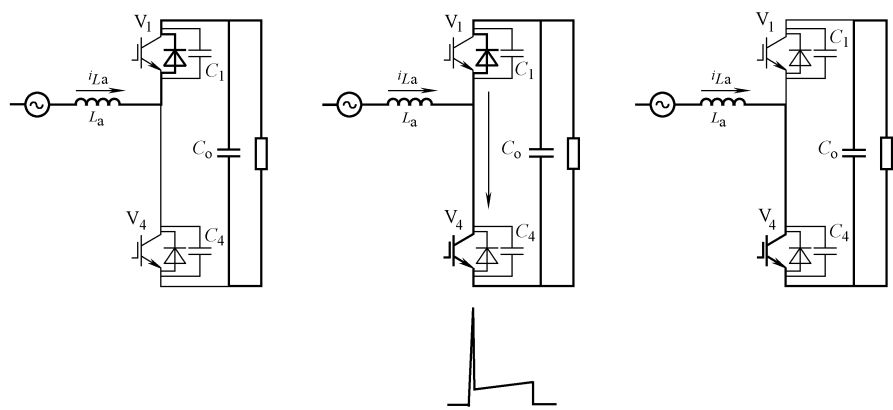


图 8-17 a 相桥臂换流示意图 (V_1 向 V_4 换流)

经过短暂的死区时间后, V_4 的开通驱动信号加上, 这时 V_4 两端的电压等于输出电压, V_4 在硬开关条件下开通。在 V_4 开通后, V_1 的反并联二极管开始关断, 这时会有严重的二极管反向恢复电流, 引起比较大的反向恢复损耗, 这个损耗也是六开关 Boost 型 PFC 变换器中最主要的损耗。

综上所述, 在一个开关周期内, 在三相六开关 Boost 型 PFC 变换器的每相桥臂的两次换流中, 有一次是软开关的, 而另一次是硬开关的, 且存在二极管反向恢复电流, 输入电感的电流方向决定了是上管还是下管为硬开关。

变换器中开关管的硬开关和二极管的反向恢复电流带来了许多问题, 包括危及开关管的安全工作、限制变换器开关频率的提高、产生较大的电磁干扰等。近年来出现了许多新颖的软开关拓扑, 通过加入辅助电路, 为主开关管和辅助开关管创造零电压或者零电流开关条件, 同时抑制二极管的反向恢复。本书第 7 章中已经详细论述了谐振直流环节和谐振极软开关的各种拓扑, 分析了它们的优缺点。本节着重分析复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器, 如图 8-18 所示。

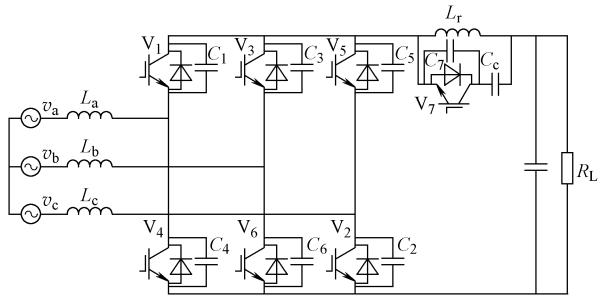


图 8-18 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器

8.3.1 改进的复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器空间矢量调制方法

根据前一章的分析,当三相 PFC 整流器采用空间矢量调制时,在空间矢量合成中,有多种矢量选择和矢量顺序排序方法,包括交替零矢量方式、单一零矢量方式、对称零矢量方式和母线箝位方式等。其中,图 8-19 所示的对称零矢量方式和图 8-20 所示的母线箝位方式较为常用。对称零矢量方式具有最小的谐波和最大的开关损耗,母线箝位方式谐波稍大但损耗较小。如果在复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器的空间矢量调制中,采用对称零矢量方式,则在一个开关周期内,需要 6 次换流。如果采用母线箝位方式,保持电流最大相的开关管不动作,则在一个开关周期内有 4 次换流,其中两次为开关管向对管的反并联二极管换流,是自然的软开关;另两次为二极管向开关管换流,为硬开关,存在着二极管的反向恢复问题。

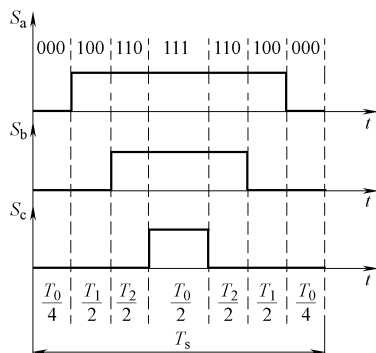


图 8-19 对称零矢量方式空间矢量调制顺序

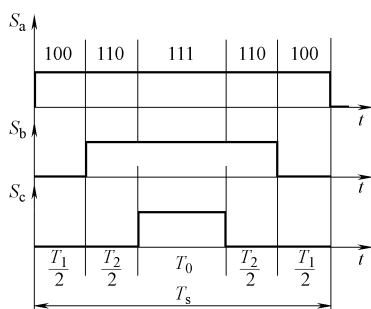


图 8-20 母线箝位方式空间矢量调制顺序

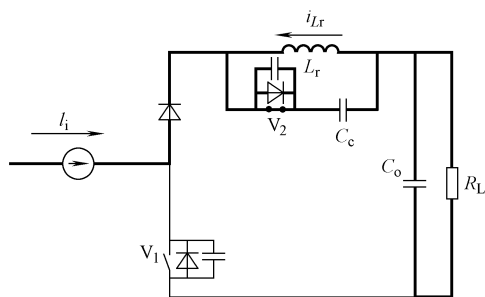


图 8-21 复合有源箝位 Boost 型 PFC 软开关过程示意图

在单相复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中,主开关管和辅助开关管工作在相同的工作频率下,辅助开关管在主开关管导通之前关断,利用这时辅助谐振电感中的电流给主开关管并联电容放电,为主开关管创造零电压开通的条件,并且在开关管导通后,由辅助谐振电感抑制二极管的反向恢复。电路的原理示意图如图 8-21 所示。单相电路中的这个过程有两个特点:①主开关管开通的时刻是固定的。②在辅助开关管关断之前,辅助谐振电感的电流已经反向。这两点在单相电路中得到了保证,但在采用空间矢量调制的复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器中,由于存

在着多次的开关管切换（6次或者4次），其中有3次或者2次为硬开关，需要辅助电路为开关管创造零电压开通的条件，如果直接套用在单相电路中的方法，在主开关管需要切换之前关断辅助开关管，为主开关管创造零电压开通条件，则在一个开关周期内，就需要关断辅助开关管3次或者2次，并且辅助开关管关断的时刻不固定。此外，如果在需要辅助管关断的时刻，辅助谐振电感中电流并没有反向，此时辅助开关管的二极管仍在导通，即使给出关断信号，辅助开关管也不能关断，则无法为主开关管创造零电压开通的条件，也无法抑制主开关管反并联二极管的反向恢复。

为了能够应用复合有源箝位的思想，在复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器的调制中，需要采用改进的空间矢量调制方法。适用于复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器的改进的空间矢量调制方法必须保证：流过电流绝对值最大的那相桥臂的开关管不动作，则在一个开关周期内，只有四次开关管切换，其中两次是自然的软开关，而另两次的开关管切换是硬开关，需要辅助电路帮助实现软开关。通过改变有效电压矢量与零矢量的排列顺序，并选择合适的零矢量，将电流绝对值较小两相的开关管换流中存在二极管反向恢复的两次换流在时间上对齐，这样辅助电路只需要创造一次母线电压谐振到零的机会，就能够实现两个桥臂开关管的软开关，并且能够抑制两个桥臂开关管导通后，其互补开关管反并联二极管的反向恢复电流。零矢量的选择是由电流绝对值最大相的电感电流方向决定的，如果输入电感电流方向为正，则零矢量为 $V_7(111)$ ，而如果电流方向为负，则零矢量为 $V_0(000)$ 。

根据上述要求，在一个工频输入周期的 360° 内，可以分为 12 个扇区，如图 8-22 所示，其对应的空间矢量如图 8-23 所示。首先，根据参考矢量在三相空间的投影，得到图 8-24 中所示的 6 个基本扇区（I ~ VI）。然后再根据对于三相电流绝对值的判断，将每个基本扇区分为 2 个，形成 12 个扇区。6 个基本扇区与 12 个扇区以及相电流绝对值最大相的对应关系见表 8-3。

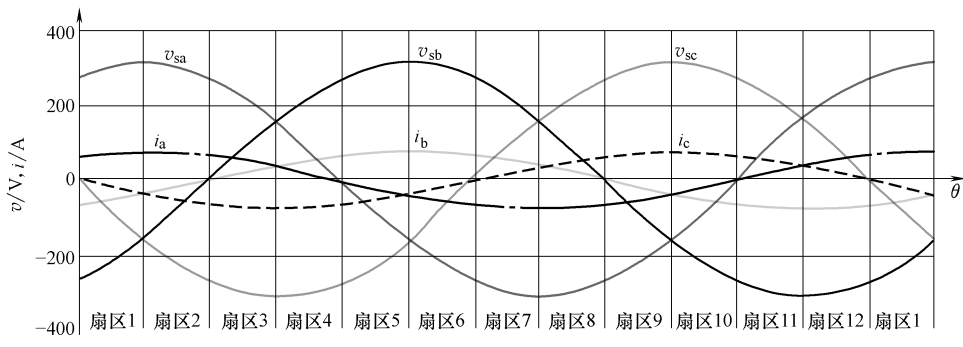


图 8-22 改进的空间矢量调制中扇区的划分

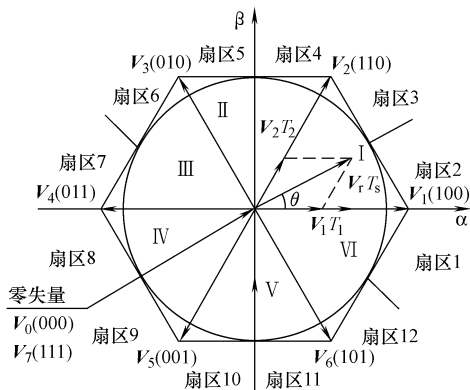


图 8-23 改进的 SVM 中的空间矢量图

表 8-3 参考矢量扇区的对应关系

基本扇区	电流绝对值最大的相	小扇区	基本扇区	电流绝对值最大的相	小扇区
I	a	扇区 2	IV	a	扇区 8
	c	扇区 3		c	扇区 9
II	c	扇区 4	V	c	扇区 10
	b	扇区 5		b	扇区 11
III	b	扇区 6	VI	b	扇区 12
	a	扇区 7		a	扇区 1

变换器的工作状态在每隔 30°内循环重复。以扇区 2（图 8-22 中阴影部分）为例进行分析，此时， $I_a > 0$ 、 $I_c < I_b < 0$ 。在这个扇区中，a 相电流的绝对值是最大的。在扇区 2 中，空间矢量的产生顺序为： $V_1(100) - V_7(111) - V_2(110) - V_1(100)$ （下一周期），如图 8-24 所示。在各个扇区中，有效矢量和零矢量的分配及开关顺序见表 8-4。

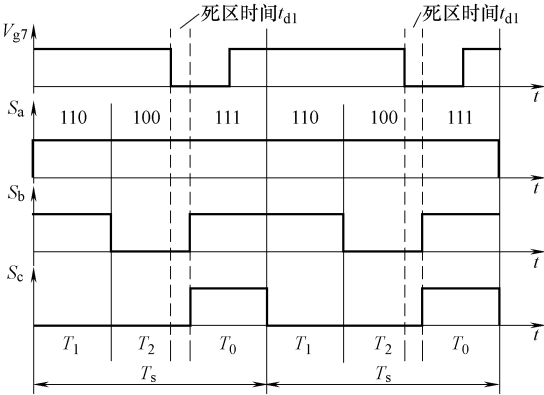


图 8-24 改进的空间矢量调制中矢量的产生顺序

表 8-4 改进的 SVM 中矢量的顺序

扇区	矢量角	矢量 1	零矢量	矢量 2	电流绝对值最大的相
1	$-30^{\circ} \sim 0^{\circ}$	1 0 0	1 1 1	1 0 1	a
2	$0^{\circ} \sim 30^{\circ}$	1 0 0	1 1 1	1 1 0	a
3	$30^{\circ} \sim 60^{\circ}$	1 1 0	0 0 0	1 0 0	c
4	$60^{\circ} \sim 90^{\circ}$	1 1 0	0 0 0	0 1 0	c
5	$90^{\circ} \sim 120^{\circ}$	0 1 0	1 1 1	1 1 0	b
6	$120^{\circ} \sim 150^{\circ}$	0 1 0	1 1 1	0 1 1	b
7	$150^{\circ} \sim 180^{\circ}$	0 1 1	0 0 0	0 1 0	a
8	$180^{\circ} \sim 210^{\circ}$	0 1 1	0 0 0	0 0 1	a
9	$210^{\circ} \sim 240^{\circ}$	0 0 1	1 1 1	0 1 1	c
10	$240^{\circ} \sim 270^{\circ}$	0 0 1	1 1 1	1 0 1	c
11	$270^{\circ} \sim 300^{\circ}$	1 0 1	0 0 0	0 0 1	b
12	$300^{\circ} \sim 330^{\circ}$	1 0 1	0 0 0	1 0 0	b

变换器工作在工况 $V_1(100)$ 的等效电路如图 8-25 所示。 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 为三相输入电压。在这个阶段中，实质上是三个开关管 V_1 、 V_6 、 V_2 的反并联二极管在导通。按照改进的 SVM，变换器的下一个工作状态是 $V_7(111)$ ，等效电路如图 8-26 所示。从工况 100 向工况 111 变化的过程中，是 b、c 相桥臂中的开关 V_6 、 V_2 的反并联二极管同时向互补开关管 V_3 和 V_5 换流的过程。在这个过程中，存在着两相开关管反并联二极管的反向恢复问题。这样改进的 SVM 方法实现了将存在反向恢复的两次换流在时间上对齐的目的。

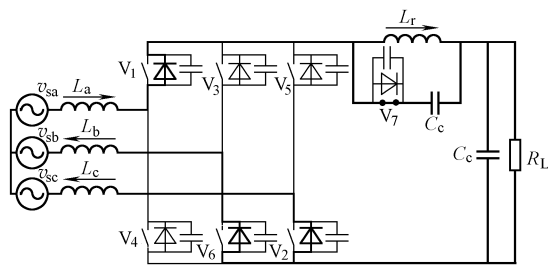


图 8-25 工况 100 的等效电路

在工况 100 向工况 111 变化之前，与单相复合有源箝位电路相同，辅助开关管 V_7 关断，利用辅助谐振电感 L_r 中的能量将开关管 V_3 、 V_4 、 V_5 并联电容中的能量释放，实现开关管 V_3 和 V_5 的软开关，在 V_3 和 V_5 导通后，辅助谐振电感 L_r 会抑制 V_6 、 V_2 反并联二极管的反向恢复。

按照改进的 SVM，变换器的下一工况是 110，等效电路如图 8-27 所示。在图

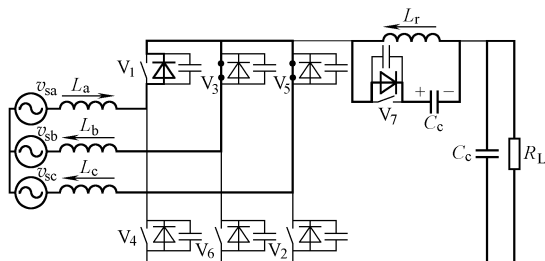


图 8-26 工况 111 的等效电路

8-26 所示的 111 工况向图 8-27 所示的 110 工况换流和从 110 工况向图 8-25 所示的 100 工况换流的过程，都是一个开关管向桥臂上互补开关管的反并联二极管换流，这些换流是自然的软开关，不存在二极管的反向恢复问题。

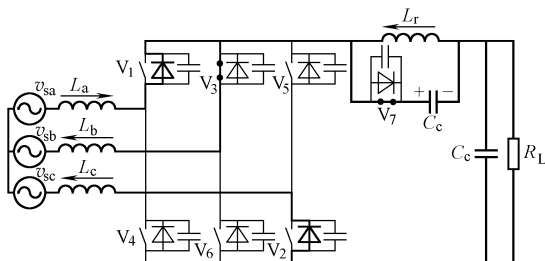


图 8-27 工况 110 的等效电路

根据表 8-4，在一个开关周期中，从矢量 1 向零矢量切换的过程中，两相桥臂同时从二极管向开关管换流。因此，如果在矢量 1 向零矢量切换的时刻，由辅助电路将直流母线电压谐振到零，就能够实现主开关管的软开关。并且辅助谐振电感能够抑制开关管导通后，互补开关管反并联二极管的反向恢复。后续从零矢量向矢量 2 切换和从矢量 2 向下一周期的矢量 1 切换的过程中，都是开关管向二极管换流，是自然的软开关，没有二极管的反向恢复问题。

综上所述，改进的 SVM 方法实现了保持电流最大相桥臂的开关管不动作，并且将存在反向恢复的两次开关管切换在时间上对齐。这样可以使辅助开关管只动作一次，就能够为存在二极管反向恢复问题的两相开关管切换创造零电压开通的条件，并且抑制开关管导通后桥臂互补开关管反并联二极管的反向恢复。在其他的矢量变换过程中都是由开关管向桥臂互补开关管的反并联二极管换流，均为自然零电压开关，这样复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器中的所有的主开关管都实现了零电压开关。

8.3.2 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器理论分析

图 8-28 所示的复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器的工作状态在每隔

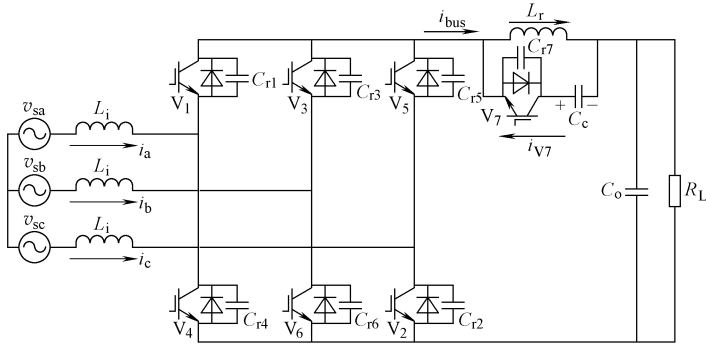


图 8-28 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器

30°内是循环重复的，以扇区 2 为例进行分析。在扇区 2 中，a 相输入电流方向为正，电流绝对值最大，而 b、c 两相电流为负，即 $I_a > 0$ ， $I_c < I_b < 0$ 。

为了分析方便，首先做出如下假定：

- IGBT 被看作是理想开关器件，且并联了反向二极管。
- 三相输入电感足够大，在一个开关周期内，输入电感电流 I_a 、 I_b 、 I_c 变化很小，可以视作恒定。
- 主开关管 $V_1 \sim V_6$ 和辅助开关管 V_7 两端的电容是寄生电容和外加电容的总和。
- 输出滤波电容 C_o 足够大，可视为恒压源 V_o 。
- 箝位电路中箝位电容 C_c 取值足够大，使得箝位电容电压 V_{Cc} 也可被认为在一个开关周期内恒定。
- 箝位电容 C_c 与辅助谐振电感 L_r 的谐振频率远低于变换器的开关频率。

8.3.2.1 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器阶段分析

在每个开关周期里，一共有 8 个工作状态，如图 8-29 所示。三相复合有源箝位软开关 PFC 的关键波形如图 8-30 所示。

在阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)：整流器处于开关管电压矢量 100 状态，主开关管 V_1 、 V_2 、 V_6 和辅助开关管 V_7 处于导通状态。由辅助谐振电感 L_r ，箝位电容 C_c 和辅助开关管 V_7 组成的谐振槽路中，辅助谐振电感 L_r 端电压为箝位电容电压 V_{Cc} ，辅助谐振电感电流变化率为

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{V_{Cc}}{L_r}$$

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$)：为了给主开关管创造零电压开通条件， t_1 时刻，关断辅助开关管 V_7 ，辅助谐振电感 L_r 和 C_{r3} 、 C_{r4} 、 C_{r5} 、 C_{r7} 开始谐振， L_r 给 C_{r3} 、 C_{r4} 、 C_{r5} 放电，给 C_{r7} 充电，由于 C_{r7} 存在，辅助开关管 V_7 实现零电压关断。到 t_2 时刻，谐振电容 C_{r3} 、 C_{r4} 、 C_{r5} 端电压降为零，辅助开关管 V_7 上的电压为 $V_{dc} + V_{Cc}$ ， L_r 和 C_{r3} 、

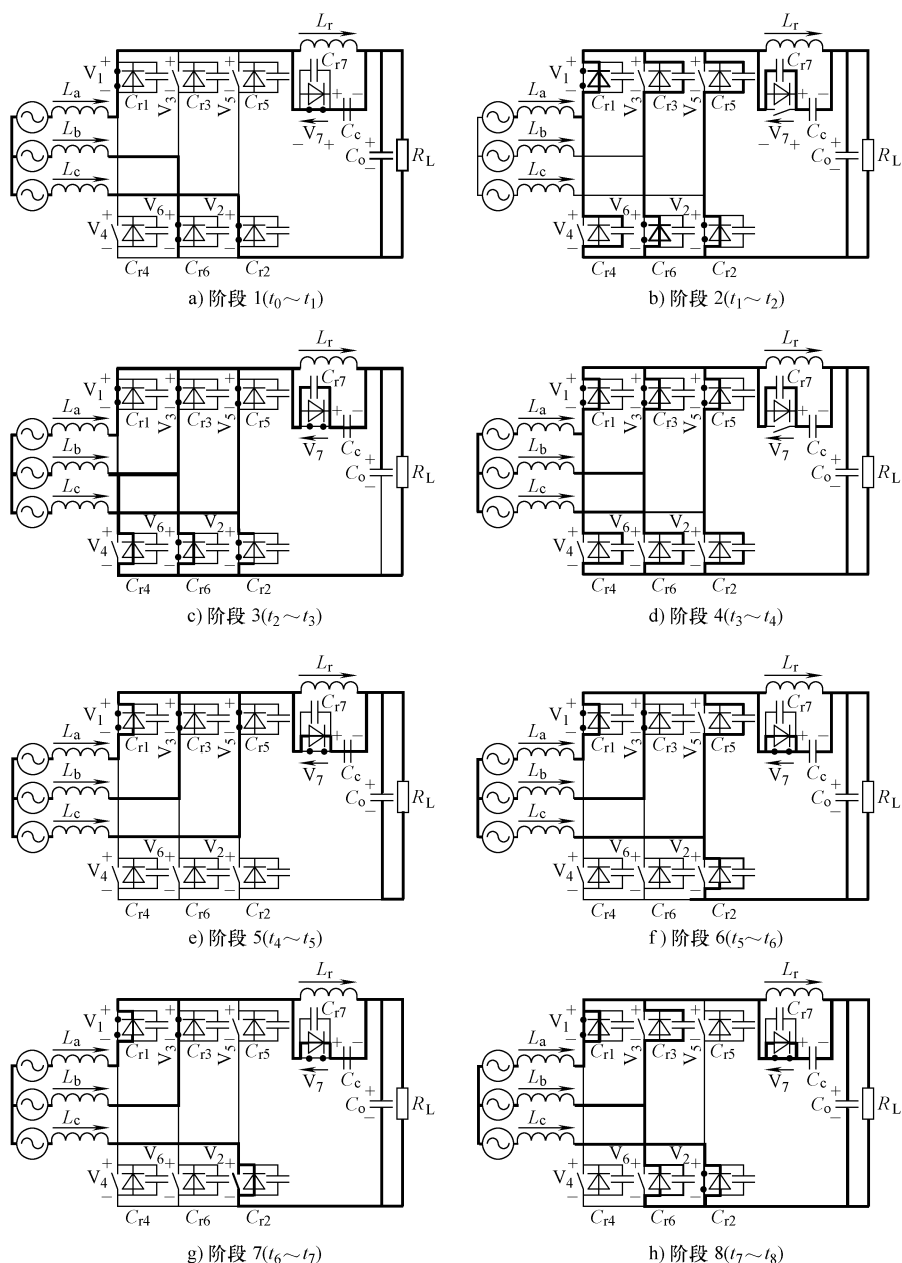


图 8-29 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器工作等效电路

C_{r4} 、 C_{r5} 、 C_{r7} 的谐振停止。 t_2 时刻之后，开通主开关管 V_3 、 V_5 ，可以实现主开关管的零电压开通。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$)：到 t_2 时刻，主开关管 V_3 、 V_5 零电压开通，此时主开关管

V_2 、 V_6 的驱动信号已经关断, V_2 、 V_6 的反并联二极管处于反向恢复阶段, 辅助谐振电感 L_r 的电流变化率为

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{-V_{dc}}{L_r}$$

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$): 在 t_3 时刻, V_2 、 V_6 的反并联二极管完全关断, 辅助谐振电感电流为零。辅助谐振电感 L_r 和 C_{r2} 、 C_{r4} 、 C_{r6} 、 C_{r7} 开始谐振, C_{r2} 、 C_{r4} 、 C_{r6} 两端电压开始上升, C_{r7} 电压开始降低。到 t_4 时刻, C_{r2} 、 C_{r4} 、 C_{r6} 两端电压上升到 $V_{dc} + V_{Cc}$, 辅助开关管 V_7 上的电压为零, V_7 反并二极管箝位, 使 L_r 和 C_{r2} 、 C_{r4} 、 C_{r6} 、 C_{r7} 的谐振停止。

阶段 5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻, 电路进入工况 (111), 开关管 V_1 、 V_3 、

V_5 、 V_7 处于导通状态, 辅助谐振电感 L_r 端电压为箝位电容电压 V_{Cc} , 辅助谐振电感电流变化率为

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{Cc}}{L_r}$$

阶段 6 ($t_5 \sim t_6$): 到 t_5 时刻, 主开关管 V_5 关断, 滤波电感电流给 C_{r5} 充电, 给 C_{r2} 放电, 由于 C_{r2} 和 C_{r5} 的存在, V_5 零电压关断。

阶段 7 ($t_6 \sim t_7$): 到 t_6 时刻, V_2 零电压开通, 电路进入工况 (110), 辅助谐振电感 L_r 端电压为箝位电容电压 V_{Cc} , 辅助谐振电感电流变化率为

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{V_{Cc}}{L_r}$$

阶段 8 ($t_7 \sim t_8$): 到 t_7 时刻, 主开关管 V_3 关断, 滤波电感电流给 C_{r3} 充电, 给 C_{r6} 放电, 由于 C_{r3} 和 C_{r6} 的存在, V_3 零电压关断。到 t_8 时刻, 主开关管 V_6 的反并联二极管箝位, V_6 实现零电压开通。然后与阶段 1 重合, 电路重复下一个周期。

根据上面的分析, 在一个开关周期内, 包括辅助开关管在内的所有的开关管都是在零电压条件下开关的, 主开关管反并联二极管的反向恢复得到了抑制。在一个开关周期内, 辅助开关管只开关一次。

8.3.2.2 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器谐振过程分析

仍然以扇区 2 为例进行分析, $0 \leq \theta \leq \pi/6$ 。一个开关周期中, 空间矢量的产生顺序为: $V_1(100) - V_7(111) - V_2(110) - V_1(100)$, 其中 $V_1(100)$ 作用的时间为

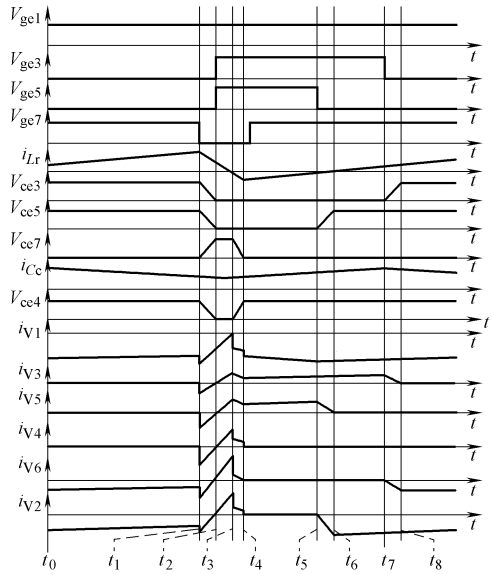


图 8-30 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器工作波形

$T_1 = (\sqrt{3}/2)mT_s \sin(\pi/3 - \theta)$, $V_2(110)$ 作用的时间为 $T_2 = (\sqrt{3}/2)mT_s \sin\theta$, $V_7(111)$ 作用的时间为 $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ 。

与单相 ZVS PFC 谐振过程分析方法相同, 通过求解二阶微分方程的方法也可以分析三相 ZVS PFC 谐振过程, 然而二阶微分方程求解较为复杂, 这里采用状态平面法对三相 ZVS PFC 谐振过程进行分析。

可以通过图 8-31 所示的 LC 谐振电路解释状态平面法基本概念。

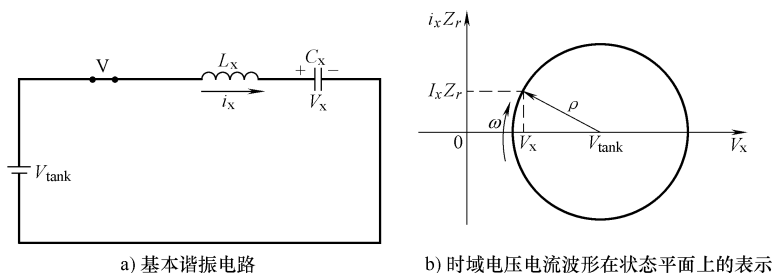


图 8-31 状态平面法基本概念

图 8-31a 所示为 LC 基本谐振电路。电路中, V_{tank} 为谐振槽路电压, L_x 为辅助谐振电感, C_x 为谐振电容, V_x 为谐振电容初始电压, I_x 为辅助谐振电感初始电流。

图 8-31a 中, 电路开关管 V_x 导通后, 电路开始谐振, 可以列出如下谐振方程:

$$i_x = C_x \frac{dv_x}{dt} \quad (8-86)$$

$$L_x \frac{di_x}{dt} + v_x = V_{\text{tank}} \quad (8-87)$$

结合初始条件求解电路谐振方程, 可以得到

$$v_x = V_{\text{tank}} - (V_{\text{tank}} - V_x) \cos \omega t - I_x \sin \omega t \quad (8-88)$$

$$i_x = \frac{(V_{\text{tank}} - V_x)}{Z_r} \sin \omega t + I_x \cos \omega t \quad (8-89)$$

式中

$$\omega = 1 / \sqrt{L_x C_x} \quad (8-90)$$

$$Z_r = \sqrt{L_x / C_x} \quad (8-91)$$

根据式 (8-88) 和式 (8-89), 由于时域中 LC 谐振电路的谐振电容电压 v_x 和辅助谐振电感电流 i_x 波形均为带偏置的正弦或余弦函数, 因此均可以用图 8-31b 所示的状态平面曲线表示, 状态平面图的横轴和纵轴分别表示谐振电容电压 v_x 和辅助谐振电感电流与谐振槽路阻抗乘积 $i_x Z_r$ (i_x 以 Z_r 为定标因子), 谐振电容电压 v_x 和辅助谐振电感电流 i_x 在状态平面上的轨迹为顺时针匀速旋转圆轨迹, 圆心位于 $(V_{\text{tank}}, 0)$, 旋转初始点为 $(V_x, I_x \cdot Z_r)$, 转速为 ω 。圆轨迹半径为 ρ , 如果辅助谐振电感初始电流 I_x 为零, 则 ρ 为谐振槽路电压 V_{tank} 与谐振电容初始电压之差。

基于同样原理, 如果根据谐振电路, 先绘制相应的状态平面图, 则结合状态平面图可以方便地得到谐振电感电流和谐振电容电压的数学表达式。以状态平面法分析三相 ZVS 整流器谐振过程, 必须确定每一个谐振阶段的谐振电容初始电压 V_x 和辅助谐振电感初始电流 I_x , 以及谐振槽路电压 V_{tank} 。这些初始值决定了谐振状态平面中谐振轨迹的圆心和半径。

首先推导在一个开关周期中的两次谐振过程中的公式, 即在阶段 4 ($t_3 \sim t_4$) 中, 主开关管 V_6 和 V_2 的反并联二极管关断后的谐振过程和阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中辅助开关管 V_7 关断后的谐振过程。

1. 主开关管 V_6 和 V_2 的反并联二极管反向关断后的谐振过程

在阶段 4 中, 主开关管 V_6 、 V_2 的反并联二极管关断, 开关管两端电容电压开始增加。辅助谐振电感 L_r 和 C_2 、 C_4 、 C_6 、 C_7 开始谐振, 到 t_4 时刻, 辅助开关管 V_7 两端并联电容 C_7 电压降低到零, 主开关管 V_4 、 V_6 、 V_2 的反并联二极管电压达到 $V_o + V_{C_c}$ 。

谐振电路的等效电路为两部分电路叠加, 如图 8-32 所示。由于之前变换器处于零矢量 111 状态, 因此等效电路第一部分为三相电源通过三相输入电感短路, 对于谐振电路没有影响。而第二部分可以简化为图 8-33 所示。

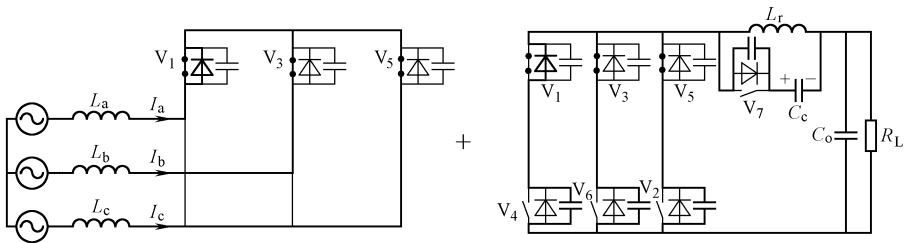


图 8-32 阶段 4 的谐振等效电路

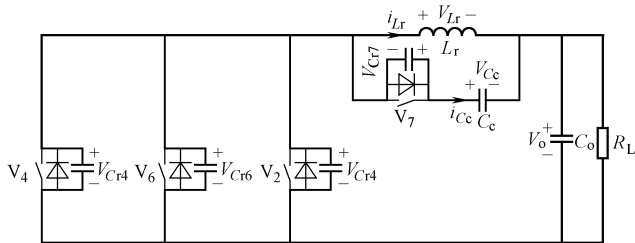


图 8-33 阶段 4 的谐振等效电路 1

设定电路中主开关管及并联电容的参数都相同, 即 $C_{r2} = C_{r4} = C_{r6} = C_r$, 则图 8-33 所示电路可以进一步等效为图 8-34 所示的电路。

根据阶段分析, 在 $t = t_3$ 时, 电路的初始条件为

$$\begin{cases} V_{Cr4} = V_{Cr6} = V_{Cr2} = 0 \\ V_{Cr7} = V_o + V_{Ce} \\ i_{Lr} = 0 \end{cases} \quad (8-92)$$

因此图 8-34 所示电路中谐振槽路电压 $V_{\text{tank}} = V_o$ ，谐振电容初始电压 $V_x = V_{Cr4} = 0$ ，辅助谐振电感初始电流 $I_x = i_{Lr} = 0$ ，则可以构建阶段 4 的状态平面图，如图 8-35 所示。图 8-35 中，状态平面曲线是以 $(V_{\text{tank}} = V_o, 0)$ 为圆心、以 $(V_x = V_{Cr4} = 0, I_x = i_{Lr} = 0)$ 为起始点、以 ω 为角速度顺时针旋转的圆轨迹。为了图 8-35 所示的状态平面曲线描绘方便，这里规定的图 8-34 所示的电路中，辅助谐振电感电流正方向与图 8-33 所示的电路中辅助谐振电感电流正方向相反。

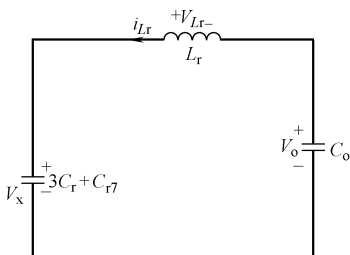


图 8-34 阶段 4 的谐振等效电路 2

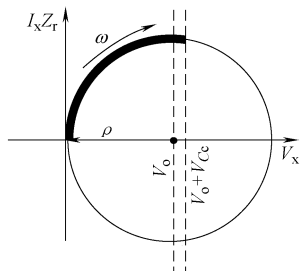


图 8-35 阶段 4 的状态平面图

根据图 8-35 中状态平面曲线可以得到

$$v_{Cr2}(t) = V_o (1 - \cos\omega t) \quad (8-93)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{Z_r} \sin\omega t \quad (8-94)$$

式中

$$\omega = 1 / \sqrt{L_r (3C_r + C_{r7})} \quad (8-95)$$

$$Z_r = \sqrt{L_r / (3C_r + C_{r7})} \quad (8-96)$$

在图 8-33 所示电路中，有

$$V_{Cr7} = V_o + V_{Ce} - V_{C2} \quad (8-97)$$

$$V_{Cr7}(t) = V_o + V_{Ce} - V_{C2} = V_{Ce} + V_o \cos\omega t \quad (8-98)$$

根据图 8-35，由于 $V_{Ce} < V_o$ ，因此主开关管 V_2 、 V_4 、 V_6 并联谐振电容电压一定可以达到 $V_o + V_{Ce}$ ，则辅助开关管两端电压总可以达到零，进而实现反并联二极管箝位，所以辅助开关管总是零电压开通的。

到 t_4 时刻，谐振过程完成，有

$$V_{Cr4} = V_{Cr6} = V_{Cr2} = V_o + V_{Ce} \quad (8-99)$$

$$V_{Cr7} = 0 \quad (8-100)$$

$$i_{Lr}(t_4) = \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega(t_4 - t_3) = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \sqrt{1 - \frac{V_{Cc}^2}{V_o^2}} \approx V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \quad (8-101)$$

即在图 8-30 中, 辅助谐振电感的最小电流为

$$I_{\min} = -V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \quad (8-102)$$

在 t_4 时刻, 谐振过程已经完成, 此时辅助谐振电感电流等于箝位电容 C_c 流过的电流, 即

$$i_{Cc}(t_4) = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \quad (8-103)$$

2. 辅助开关管 V_7 关断后的谐振过程

根据前面的分析, 在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中, 辅助开关管 V_7 关断后, 辅助谐振电感 L_r 和主开关管 V_3 、 V_4 、 V_5 并联电容 C_{r3} 、 C_{r4} 、 C_{r5} 和辅助开关管并联电容 C_{r7} 开始谐振。 C_{r7} 被充电, C_{r3} 、 C_{r4} 、 C_{r5} 被放电。谐振等效电路如图 8-36 所示。

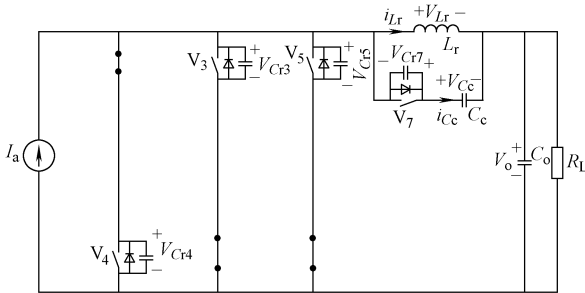


图 8-36 简化的阶段 2 的谐振等效电路

由于图 8-36 中主开关管 V_3 、 V_4 、 V_5 和辅助开关管 V_7 驱动信号均为关断状态, 则图 8-36 所示电路可以简化为图 8-37 所示电路, 设定电路中主开关管及并联电容的参数都相同, 即 $C_{r3} = C_{r4} = C_{r5} = C_r$, 则图 8-36 所示的电路可以进一步等效为图 8-38 所示的电路。

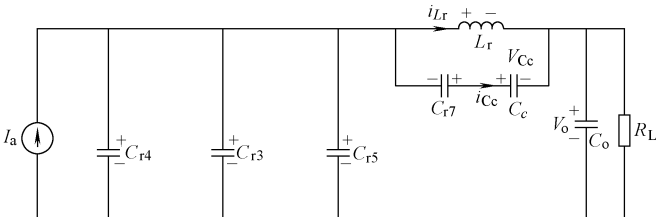


图 8-37 阶段 2 的简化谐振等效电路 1

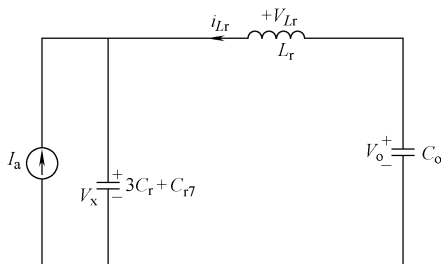


图 8-38 阶段 2 的简化谐振等效电路 2

根据阶段分析, 在 $t = t_1$ 时, 电路的初始条件为

$$\begin{cases} V_{Cr3} = V_{Cr4} = V_{Cr5} = V_o + V_{Cc} \\ V_{Cr7} = 0 \\ i_{Lr} = I_{\max} \end{cases} \quad (8-104)$$

$I_{\max}$ 是图 8-30 所示的在 t_1 时刻辅助谐振电感电流的最大值。根据式 (8-104), 图 8-38 所示电路中谐振槽路电压 $V_{\text{tank}} = V_o$, 谐振电容初始电压 $V_x = V_{Cr4} = V_o + V_{Cc}$, 辅助谐振电感初始电流 $I_x = i_{Lr} = I_{\max}$, 则可以构建阶段 2 的状态平面图如图 8-39 所示。图 8-39 中, 状态平面曲线是以 $(V_{\text{tank}} = V_o, 0)$ 为圆心、以 $(V_x = V_o + V_{Cc}, I_x = I_{\max})$ 为起始点、以 ω 为角速度顺时针旋转的圆轨迹。为了描绘状态平面曲线方便, 这里规定的图 8-38 所示的电路中辅助谐振电感电流正方向与图 8-36 所示的电路中辅助谐振电感电流正方向相反。

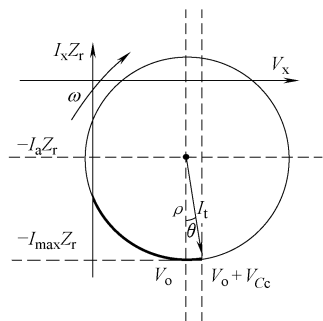


图 8-39 阶段 2 的状态平面图

根据图 8-39 中状态平面曲线, 可以得到

$$V_{Cr3}(t) = V_o - \sqrt{V_{Cc}^2 + (I_a - I_{\max})^2 Z_r^2} \sin(\omega t - \theta) \quad (8-105)$$

$$i_{Lr} = -I_a - \sqrt{V_{Cc}^2 + (I_a - I_{\max})^2 Z_r^2} \cos(\omega t - \theta) \quad (8-106)$$

$$\theta = \arccos \frac{V_{Cc}}{\sqrt{V_{Cc}^2 + (I_a - I_{\max})^2 Z_r^2}} \quad (8-107)$$

把式 (8-107) 代入式 (8-105) 和式 (8-106), 可以得到

$$\begin{aligned} V_{Cr3}(t) &= V_o + V_{Cc} \cos \omega t + (I_a - I_{\max}) Z_r \sin \omega t \\ &\approx V_o + (I_a - I_{\max}) Z_r \sin \omega t \\ &= V_o + \left(\left(I_a - \frac{3}{2} m I \right) Z_r - V_o \right) \sin \omega t \end{aligned} \quad (8-108)$$

$$\begin{aligned}
 i_{Lr} &= -I_a - (I_{\max} - I_a)\cos\omega t - \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}}V_{Cc}\sin\omega t \\
 &\approx -I_a - (I_{\max} - I_a)\cos\omega t
 \end{aligned} \tag{8-109}$$

式中

$$\omega = 1/\sqrt{L_r(3C_r + C_{r7})} \tag{8-110}$$

$$Z_r = \sqrt{L_r/(3C_r + C_{r7})} \tag{8-111}$$

在图 8-36 所示电路中, 有

$$V_{Cr7} = V_o + V_{Cc} - V_{Cr3} \tag{8-112}$$

$$v_{Cr7} \approx V_{Cc} - \left(\left(I_a - \frac{3}{2}mI \right) Z_r - V_o \right) \sin\omega t \tag{8-113}$$

根据电路阶段分析, 在阶段 2 ($t_1 \sim t_2$), 辅助开关管关断后, L_r 给 C_{r3} 、 C_{r4} 和 C_{r5} 放电, 给 C_{r7} 充电。如果 C_{r3} 、 C_{r4} 和 C_{r5} 电压可以下降到零, 则主开关管零电压开通可以实现。根据图 8-39 中状态平面曲线分析可得, 只要电压、电流状态平面圆轨迹半径大于直流电压, 则圆轨迹可以跟状态平面纵轴相交截, 主开关管谐振电容电压可以到零, 主开关管零电压开通可以实现。因此电路软开关条件为

$$\sqrt{V_{Cc}^2 + (I_a - I_{\max})^2 Z_r^2} > V_o \tag{8-114}$$

软开关条件可以近似为

$$|I_a - I_{\max}| \sqrt{\frac{L_r}{3C_r + C_{r7}}} > V_o \tag{8-115}$$

8.3.2.3 复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器稳态分析

结合前面阶段分析, 复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器在一个开关周期中存在两次谐振过程, 即在阶段 4 ($t_3 \sim t_4$) 中, 主开关管 V_6 和 V_2 的反并联二极管关断后的谐振过程和阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 中辅助开关管 V_7 关断后的谐振过程, 除去这两次谐振过程之外, 在阶段 3 ($t_2 \sim t_3$), 主开关管反并联二极管处于反向恢复被抑制的过程, 开关管桥臂侧直流母线电压为零, 辅助谐振电感 L_r 的端电压为直流母线电压 V_o , 辅助谐振电感电流变化率为 $di_{Lr}/dt = -V_o/L_r$; 在其他阶段 (阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)、阶段 5 ($t_4 \sim t_5$)、阶段 6 ($t_5 \sim t_6$)、阶段 7 ($t_6 \sim t_7$)、阶段 8 ($t_7 \sim t_8$)), 开关管桥臂侧直流母线电压为 $V_o + V_{Cc}$, 辅助谐振电感 L_r 的端电压被箝位为箝位电容电压 V_{Cc} , 辅助谐振电感电流变化率为 $di_{Lr}/dt = V_{Cc}/L_r$ 。综合复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器在一个开关周期中的所有阶段, 可以得到主开关管谐振电容电压和辅助谐振电感电流反映在状态平面图上的轨迹, 如图 8-40 所示。

图 8-40 所示为在一个开关周期中复合有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器谐振电容电压、辅助谐振电感电流轨迹的状态平面图。复合有源箝位整流器稳态工作时, 辅助谐振电感保持磁链平衡, 即一个开关周期内辅助谐振电感 L_r 两端的电压

伏秒积为零, 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{Lr} dt = 0 \quad (8-116)$$

按照前面的阶段分析, 有

$$\begin{aligned} \int_0^T v_{Lr} dt &= \int_{t_0}^{t_1} v_{Lr} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{Lr} dt + \\ &\int_{t_2}^{t_3} v_{Lr} dt + \int_{t_3}^{t_4} v_{Lr} dt + \int_{t_4}^{t_8} v_{Lr} dt \quad (8-117) \end{aligned}$$

近似认为辅助谐振电感在谐振阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 和谐振阶段 4 ($t_3 \sim t_4$), 其磁链变化恰好可以抵消。按照前面阶段分析, 在 ($t_0 \sim t_1$) 和 ($t_4 \sim t_8$) 阶段加在辅助谐振电感 L_r 上的电压为 V_{Cc} , 在 ($t_2 \sim t_3$) 阶段加在辅助谐振电感 L_r 上的电压为 $-V_o$, 于是由式 (8-117) 可以得到

$$\begin{aligned} \int_0^T v_{Lr} dt &\approx \int_0^{t_1} v_{Lr} dt + \int_{t_2}^{t_3} v_{Lr} dt + \int_{t_4}^{t_8} v_{Lr} dt \\ &= \int_0^{t_1} -V_{Cc} dt + \int_{t_2}^{t_3} V_o dt + \int_{t_4}^{t_8} -V_{Cc} dt = V_{Cc}(1 - D_0)T - V_o D_0 T \quad (8-118) \end{aligned}$$

结合式 (8-116) 和式 (8-118) 可得到

$$V_{Cc} = \frac{V_o D_0}{1 - D_0} \quad (8-119)$$

因为辅助开关管占空比 D_0 一般远小于 1, 所以, 上式也可以简化为 $V_{Cc} \approx V_o$ 。 D_0 , 即箝位电容的电压远小于输出电压。

复合有源箝位整流器稳态工作时, 箝位电容 C_c 电压应保持稳定, 即一个开关周期内箝位电容 C_c 电荷平衡 (电流安秒平衡), 即

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cc} dt = 0 \quad (8-120)$$

式中

$$\begin{aligned} \int_0^T i_{Cc}(t) dt &= \int_{t_0}^{t_1} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{Cc}(t) dt + \\ &\int_{t_4}^{t_5} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_6}^{t_7} i_{Cc}(t) dt + \int_{t_7}^{t_8} i_{Cc}(t) dt \quad (8-121) \end{aligned}$$

近似认为箝位电容 C_c 在谐振阶段 2 ($t_1 \sim t_2$) 和谐振阶段 4 ($t_3 \sim t_4$), 其电荷变化恰好可以抵消。同时忽略短暂的阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) 和阶段 8 ($t_7 \sim t_8$)。

在阶段 3 ($t_2 \sim t_3$), 辅助开关管完全截止, 流过箝位电容 C_c 的电流为零。

在阶段 5 ($t_4 \sim t_5$), 流过箝位电容 C_c 的电流为

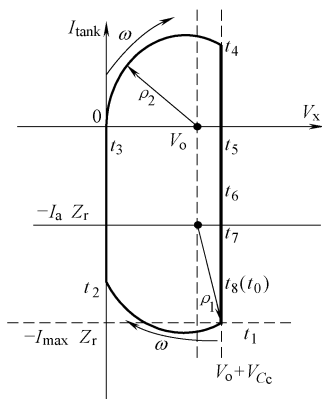


图 8-40 谐振电容电压、辅助谐振电感电流在一个开关周期的状态平面图

$$i_{C_c}(t) = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} - \frac{V_{C_c}}{L_r}(t - t_4) \quad (8-122)$$

在阶段 7 ($t_6 \sim t_7$)，流过箝位电容 C_c 的电流为

$$i_{C_c}(t) = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} - \frac{V_{C_c}}{L_r}(t - t_4) + |I_c| \quad (8-123)$$

在阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)，流过箝位电容 C_c 的电流为

$$i_{C_c}(t) = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} - \frac{V_{C_c}}{L_r}(t - t_4) + |I_c| + |I_b| = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} - \frac{V_{C_c}}{L_r}(t - t_4) + I_a \quad (8-124)$$

将式 (8-122)、式 (8-123) 和式 (8-124) 代入式 (8-121)，得到

$$\int_0^T i_{C_c} dt = V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}}(1 - D_0)T - \frac{V_{C_c}}{2L_r}(1 - D_0)^2 T^2 + |I_c|T_2 + I_a T_1 \quad (8-125)$$

由式 (8-120) 和式 (8-125) 得到

$$V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}}(1 - D_0)T - \frac{V_o D_0}{2L_r}(1 - D_0)T^2 + |I_c|T_2 + I_a T_1 = 0 \quad (8-126)$$

解之得

$$D_0 \approx \frac{2L_r \left(I_a \frac{T_1}{T} + |I_c| \frac{T_2}{T} + V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \right)}{V_o T} \quad (8-127)$$

1. 电压应力分析

根据前面的分析，复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器中，加在主开关管 $V_1 \sim V_6$ 、辅助开关管 V_7 上的最大电压均为箝位电压 ($V_o + V_{C_c}$)，因为 $V_{C_c} \approx V_o D_0$ ，而 D_0 一般远小于 1，所以开关的最大电压应力仅比输出电压高有限的值。复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器具有开关管电压应力较低的特点。

由式 (8-119) 和式 (8-127) 可以得到

$$\begin{aligned} V_{\max} &= V_o + V_{C_c} = V_o + \frac{V_o D_0}{1 - D_0} = V_o \left(\frac{1}{1 - D_0} \right) \\ &= V_o \left(\frac{1}{1 - \frac{2L_r \left(I_a \frac{T_1}{T} + |I_c| \frac{T_2}{T} + V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \right)}{T}} \right) \end{aligned} \quad (8-128)$$

式中， T_1 、 T_2 与空间矢量的调制比有关，即与输出电压 V_o 有关。此外它还与参考矢量在扇区中的角度 θ 有关。在复合有源箝位 Boost 型 PFC 变换器中，电力电子器件的电压应力与输出电压、输入电流、开关周期和电路中的谐振参数（包括 L_r 和

C_r 、 C_{r7}) 有关, 还与参考矢量在扇区中的角度 θ 有关。

2. 软开关条件

根据前面的分析, 在复合有源箝位 PFC 变换器中, 辅助开关管 V_7 总是在零电压条件下开关的, 因此, 这里只讨论主开关管的软开关条件。根据前面对阶段 2 中辅助开关管 V_7 关断后的电路谐振过程的分析, 在阶段 2 中, 只有当主开关管输出电容 C_{r3} 两端电压下降到零, 才能实现主开关管的零电压开通, 即软开关条件为

$$V_{Cr3}(t)_{\min} < 0 \quad (8-129)$$

$$\sqrt{V_{C_c}^2 + (I_a - I_{\max})^2 Z_r^2} > V_o \quad (8-130)$$

软开关条件可以近似为

$$|I_a - I_{\max}| \sqrt{\frac{L_r}{3C_r + C_{r7}}} > V_o \quad (8-131)$$

式中, $I_{\max}$ 为 ($t = t_1$) 时刻辅助谐振电感的最大电流。

$$\begin{aligned} I_{\max} &= I_{\min} + \frac{V_{C_c}}{L_r} [T - (t_4 - t_1)] \approx I_{\min} + \frac{V_{C_c}}{L_r} (1 - D_0) T \\ &= I_{\min} + \frac{V_o D_0}{L_r (1 - D_0)} (1 - D_0) T = I_{\min} + \frac{V_o D_0 T}{L_r} \end{aligned} \quad (8-132)$$

将式 (8-102) 和式 (8-127) 代入式 (8-132), 得到

$$I_{\max} = 2 \left(I_a \frac{T_1}{T} + |I_c| \frac{T_2}{T} \right) + V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} \quad (8-133)$$

上面的分析是基于开关器件都是理想的、没有导通压降的条件下得到的, 如果考虑到辅助开关管导通的压降, 则辅助谐振电感电流的最大值 $I_{\max}$ 比理想值要小。式 (8-133) 中, 还应该减去辅助开关管压降对于辅助谐振电感电流最大值的影响, 考虑辅助开关管导通压降的影响后, 辅助谐振电感 L_r 的最大电流为

$$I_{\max} = 2 \left(I_a \frac{T_1}{T} + |I_c| \frac{T_2}{T} \right) + V_o \sqrt{\frac{3C_r + C_{r7}}{L_r}} - \frac{k V_{CE(on)}}{L_r} T \quad (0 < k < 1) \quad (8-134)$$

式中, $V_{CE(on)}$ 是 IGBT 的导通压降; k 是表示辅助开关管中流过正向电流的时间与开关周期的比值。

首先根据理想情况分析软开关条件, 将式 (8-133) 代入式 (8-131) 得到软开关条件为

$$2I_a \frac{T_1}{T} + 2|I_c| \frac{T_2}{T} - I_a > 0 \quad (8-135)$$

在扇区 2 中, $I_a = I_i \cos\theta$, $|I_c| = I_i \sin(\pi/6 + \theta)$, ($0 < \theta < \pi/6$), 其中 I_i 为 PFC 变换器输入电感电流的峰值。则式 (8-135) 又可以写成

$$I_i \cos\theta \left(\sqrt{3} m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right) + I_i \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \sqrt{3} m \sin\theta > 0 \quad (8-136)$$

除了参考矢量的角度外, 复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器中, 主开

关管的软开关条件只与空间矢量调制比有关，而空间矢量调制比最终决定了直流输出电压。所以软开关条件与直流输出电压和参考矢量的角度有关。如果假设 PFC 变换器输出的空间矢量的长度与三相输入电压的空间矢量的长度相等，则输出电压可以近似为

$$V_o = \frac{2|v_s|}{m}$$

如果考虑到辅助开关管的压降对于辅助谐振电感最大电流的影响，则需要将考虑辅助开关管压降后得到的辅助谐振电感 L_r 最大电流式 (8-134) 代入式 (8-131)，得到修正的软开关条件为

$$2I_a \frac{T_1}{T} + 2|I_c| \frac{T_2}{T} - I_a - \frac{kV_{CE(on)}}{L_r} T > 0 \quad (0 < k < 1) \quad (8-137)$$

将电流和矢量作用时间代入上式得到

$$I_i \cos \theta \left(\sqrt{3} m \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1 \right) + I_i \sin \left(\frac{\pi}{6} + \theta \right) \sqrt{3} m \sin \theta - \frac{kV_{CE(on)}}{L_r} T > 0 \quad (0 < k < 1) \quad (8-138)$$

上式的直观意义就是，由于辅助开关管 V_7 存在导通压降，减少了变换器的软开关范围。其原因就是加上辅助开关管导通压降的影响后，辅助谐振电感 L_r 中电流变化率从 $di_{L_r}/dt = V_{C_c}/L_r$ 变为 $di_{L_r}/dt = (V_{C_c} - V_{CE(on)})/L_r$ ，这样减少了辅助谐振电感 L_r 中电流的最大值 I_{max} ，使得在辅助谐振电感 L_r 中的储能减少，在辅助开关管 V_7 关断后，如果辅助谐振电感 L_r 中的储能不能给开关管 V_3 、 V_4 、 V_5 的并联电容完全放电，则不能实现完全的软开关。

8.4 最小电压有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器

复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器能够实现所有开关管的零电压开关，但是开关管所承受的电压应力略高于直流母线电压。本节介绍最小电压有源箝位 (MVAC) 零电压开关三相 Boost 型 PFC 变换器，它能够实现所有开关管的零电压开关，并且开关管所承受的电压应力等于直流母线电压。

以扇区 2 为例，最小电压有源箝位三相 Boost 型 PFC 变换器在一个开关周期内可划分为 10 个阶段，各阶段的等效电路如图 8-41 所示，各关键点波形如图 8-42 所示。

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 主开关管 V_1 、 V_6 、 V_2 和辅助开关管 V_7 处于导通状态。谐振电感 L_r 电压为箝位电容 C_c 电压 V_{C_c} ，谐振电感 L_r 电流线性地上升，直至 t_1 时刻，辅助开关管 V_7 关断结束。

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻，辅助开关管 V_7 关断，谐振电感 L_r 给主开关管 V_4 、 V_3 、 V_5 并联电容 C_{r4} 、 C_{r3} 、 C_{r5} 放电，给辅助开关管 V_7 的并联电容 C_{r7} 充电。到 t_2

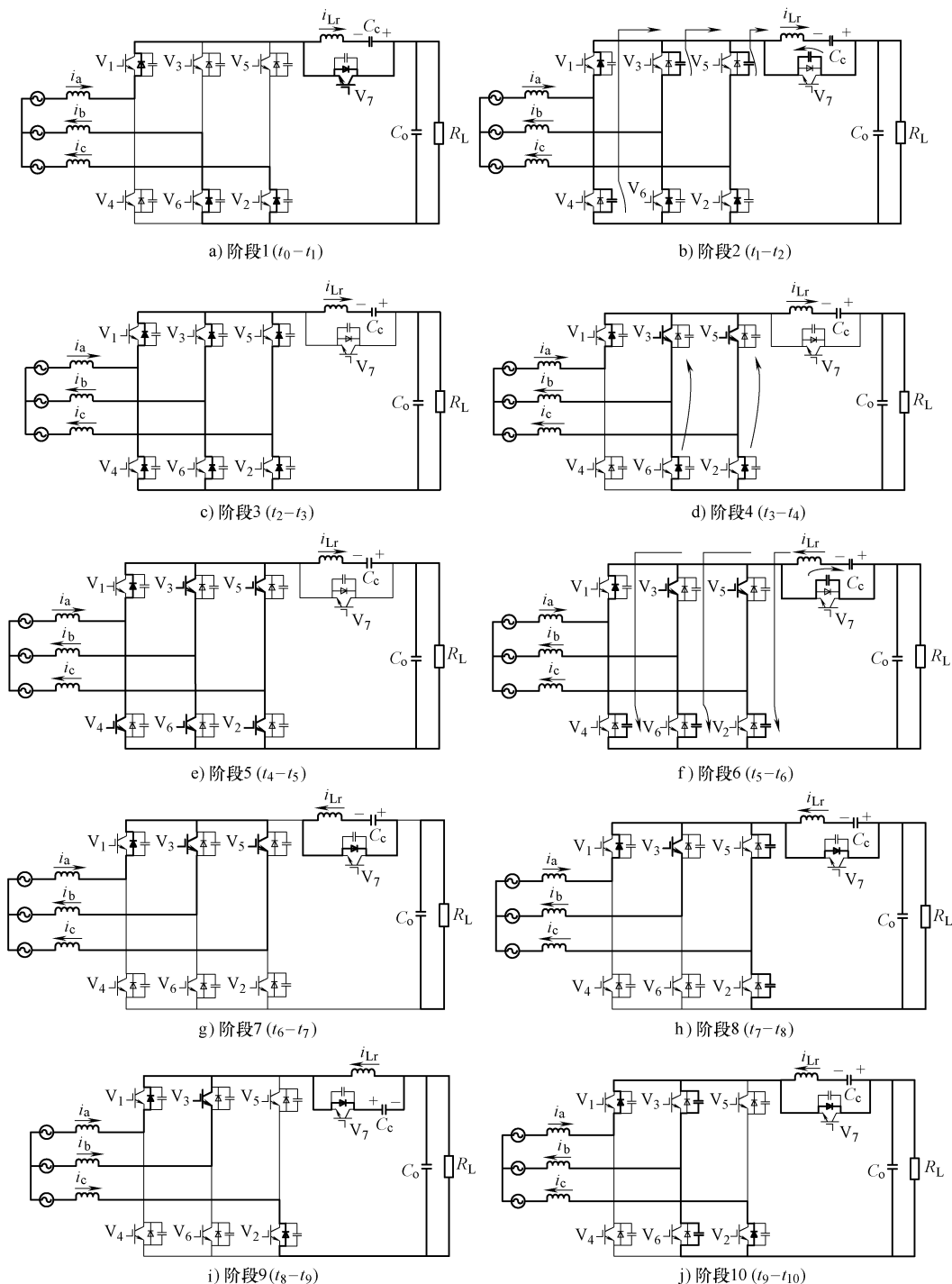


图 8-41 MVAC 三相 PFC 变换器一个开关周期的工作阶段

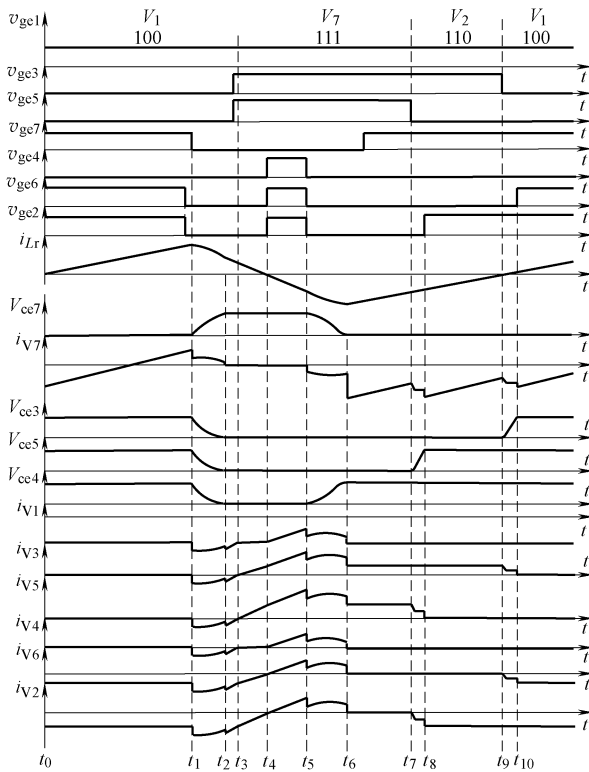


图 8-42 MVAC 三相 PFC 变换器各工作阶段波形

时刻，主开关管并联电容 C_{r4} 、 C_{r3} 、 C_{r5} 电压谐振到零，主开关管 V_4 、 V_3 、 V_5 反并二极管开始导通，谐振过程结束。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$)：到 t_2 时刻，主开关管并联电容 C_{r4} 、 C_{r3} 、 C_{r5} 电压谐振到零，主开关管 V_4 、 V_3 、 V_5 反并二极管开始导通，谐振电感 L_r 电压被箝位为 $V_o - V_{Ce}$ ，谐振电感 L_r 电流线性减小。到 t_3 时刻，主开关管 V_4 、 V_3 、 V_5 的反并联二极管电流随之线性减小到零结束。

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$)： t_3 时刻，驱动主开关管 V_3 、 V_5 实现零电压开通。主开关管 V_3 、 V_5 与主开关管 V_6 、 V_2 的反并联二极管换流，由于谐振电感 L_r 的存在，主开关管 V_6 和 V_2 的反并二极管反向恢复电流被抑制。到 t_4 时刻，主开关管 V_6 、 V_2 的反并二极管的电流减小到零，换流结束。

阶段 5 ($t_4 \sim t_5$)： t_4 时刻，主开关管 V_6 、 V_2 的反并二极管关断，驱动主开关管 V_4 、 V_6 和 V_2 中的任意一个或两个或全部开通，主开关管桥臂直通给谐振电感 L_r 提供续流回路， L_r 电流继续减小，使 L_r 具有足够能量，以满足软开关条件，谐振电感 L_r 端电压被箝位为 $V_o - V_{Ce}$ ，到 t_5 时刻，关断主开关管 V_4 、 V_6 和 V_2 ，谐振电感续流过程结束。

阶段6 ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻, 关断主开关管 V_4 、 V_6 和 V_2 , 谐振电感 L_r 开始和主开关管 V_4 、 V_6 、 V_2 的并联电容 C_{r4} 、 C_{r6} 、 C_{r2} 与辅助开关管 S_7 的并联电容 C_{r7} 谐振, 主开关管并联电容 C_{r4} 、 C_{r6} 、 C_{r2} 电压开始增加, 辅助开关管并联电容 C_{r7} 电压减小。到 t_6 时刻, V_7 并联电容 C_{r7} 电压减小到零, V_7 反并二极管导通, V_7 实现零电压开通, 谐振过程结束。

阶段7 ($t_6 \sim t_7$): 到 t_6 时刻, 电路进入开关矢量 111 状态, 主开关管 V_1 、 V_3 、 V_5 和辅助开关管 V_7 导通。由谐振电感 L_r 电压为箝位电容 C_c 电压 V_{Cc} , 电流线性上升。到 t_7 时刻, 驱动主开关管 V_5 关断, 此阶段结束。

阶段8 ($t_7 \sim t_8$): 到 t_7 时刻, 驱动主开关管 V_5 关断, 由主开关管 V_5 和 V_2 的并联电容 C_5 和 C_2 的缓冲作用降低关断损耗。到 t_8 时刻, 主开关管 V_2 的反并联二极管导通, 此阶段结束。

阶段9 ($t_8 \sim t_9$): 到 t_8 时刻, 主开关管 V_2 的反并联二极管导通, 电路进入开关矢量 110 状态, 主开关管 V_1 、 V_3 、 V_2 和辅助开关管 V_7 导通。由谐振电感 L_r 电压为箝位电容电压 V_{Cc} , 电流线性上升。到 t_9 时刻, 主开关管 V_3 关断, 此阶段结束。

阶段10 ($t_9 \sim t_{10}$): 到 t_9 时刻, 主开关管 V_3 关断, 由主开关管 V_3 和 V_6 的并联电容 C_3 和 C_6 的缓冲作用降低关断损耗。到 t_{10} 时刻, 主开关管 V_6 的反并二极管导通, 与阶段1重合。

8.5 本章小结

本章详细分析了一族有源箝位软开关功率因数校正器, 主要包括复合有源箝位 ZVS 单相 Boost 型 PFC 变换器、最小电压有源箝位 ZVS 单相 Boost 型 PFC 变换器、复合有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器和最小电压有源箝位 ZVS 三相 Boost 型 PFC 变换器, 详细描述了各种电路的电路原理、谐振过程分析、软开关实现条件分析和开关应力分析。

参 考 文 献

- [1] 李睿. 三相硬开关和软开关 PWM 变流器若干关键问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [2] 冯波. 软开关功率因数校正技术的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [3] 陈刚. 软开关双向 DC-DC 变换器的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2001.
- [4] 马智远. 零电压开关三相 PWM 整流器分析及调制策略研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2011.
- [5] Bo Feng, Dehong Xu. 1kW PFC Converter with Compound Active-Clamping [C]. Proc. of IEEE PESC2003, June, 2003; 1691-1696.
- [6] Bo Feng, Dehong Xu. 1kW PFC Converter with Minimum-Voltage Active-Clamping [C]. Proc. of IEEE APEC2004, Feb, 2004; 1220-1225.
- [7] Bo Feng, Dehong Xu. Design of 1kW PFC Converter with Minimum-Voltage Active-Clamping

- [C]. Proc. of IEEE PEDS2003, Nov. 2003: 1075-1080.
- [8] 冯波, 吴国忠, 徐德鸿, 等. 一种新型有源箝位 Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22 (10): 61-66.
- [9] 冯波, 徐德鸿. 1kW 最小电压有源箝位 PFC 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (4): 29-33.
- [10] Gang Chen, Dehong Xu, Bo Feng, et al. A family of compound active-clamping DC-DC converters [C]. Proc. of APEC'02, Mar, 2002: 850-856.
- [11] Gang Chen, Dehong Xu, Bo Feng, et al. Minimum-voltage active-clamping DC-DC converters [C]. Proc. of PESC'02, June, 2002: 403-408.
- [12] Li. Rui, Ma. Zhiyuan, Xu. Dehong. A Novel Active Clamping Soft switching SVM Controlled Three-Phase Inverter [C]. Proc. IEEE ECCE 2010: 3331-3335.
- [13] Li. Rui, Ma. Ke, Xu. Dehong. A novel minimum voltage active clamping SVM (MVAC-SVM) controlled three-phase PFC [C]. Proc. IEEE APEC2009: 1879-1885.
- [14] Li. Rui, Ma. Ke, Xu. Dehong. A novel 40KW ZVS-SVM controlled three-phase boost PFC converter [C]. Proc. IEEE APEC2009: 376-382.
- [15] Li. Rui, Xu. Dehong, Chen. Min, et al. Improving the power density of the ZVS-SVM controlled three-phase boost PFC converter [C]. Proc. IEEE PCC2007: 1274-1279.
- [16] Li. Rui, Xu. Dehong, Feng. Bo, et al. Soft switching condition analysis for a novel ZVS-SVM controlled three-phase boost PFC converter [C]. Proc. IEEE APEC2006: 963-968.
- [17] Xu. Dehong, Feng. Bo, Li. Rui, et al. A zero voltage switching SVM (ZVS-SVM) controlled three-phase boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (3): 978-986.
- [18] 冯波, 徐德鸿, 徐君. 复合有源箝位三相交流-直流功率因数校正变换器: 中国, 200410017814.2 [P]. 2005-01-12.
- [19] 徐德鸿, 冯波. 复合有源箝位单相相交流-直流功率因数校正变换器: 中国, 200410017813.8 [P]. 2005-01-12.
- [20] 徐德鸿, 冯波. 最小电压有源箝位单相相交流-直流功率因数校正变换器: 中国, 200410017815.7 [P]. 2005-01-12.
- [21] 陈刚, 徐德鸿, 冯波, 等. 复合型有源箝位直流-直流变换器: 中国, ZL 01 1 32208. X [P]. 2002-06-05.
- [22] 陈刚, 徐德鸿, 冯波, 等. 最小电压型有源箝位直流-直流变换器: 中国, ZL 01 1 32207. 1 [P]. 2002-06-05.
- [23] 李睿, 徐德鸿, 马智远. 最小电压有源箝位三相并网逆变器: 中国, 201010125581.3 [P]. 2010-07-21.
- [24] 徐德鸿, 李睿, 马智远. 一种附加续流回路的三相软开关并网逆变器: 中国, 201010295396.9 [P]. 2011-01-19.

电力电子新技术系列图书

目 录

- 矩阵式变换器技术及其应用 孙凯、周大宁、梅杨编著 (已出版)
- 逆变焊机原理与设计 张光先等编著 (已出版)
- 高压直流输电原理与运行 (第2版) 韩民晓、文俊编著 (已出版)
- 宽禁带半导体电力电子器件及其应用 陈治明、李守智编著 (已出版)
- 开关电源的实用仿真与测试技术 陈亚爱编著 (已出版)
- 交流电动机直接转矩控制 周扬忠、胡育文编著 (已出版)
- 新能源汽车与电力电子技术 康龙云编著 (已出版)
- 电力电子技术在汽车中的应用 王旭东、余腾伟编著 (已出版)
- 脉冲功率器件及其应用 余岳辉、梁琳、彭亚斌、邓林峰编著 (已出版)
- 开关稳压电源的设计和应用 裴云庆、杨旭、王兆安编著 (已出版)
- 太阳能光伏并网发电及其逆变控制 张兴、曹仁贤、张崇巍编著 (已出版)
- 高频开关型逆变器及其并联并网技术 孙孝峰、顾和荣、王立乔、邬伟扬编著 (已出版)
- 电力半导体器件原理与应用 袁立强、赵争鸣、宋高升、王正元编著 (已出版)
- PWM 整流器及其控制 张兴、张崇巍编著 (已出版)
- 机车动车牵引交流传动技术 郭世明编著 (已出版)
- 电压源换流器在电力系统中的应用 同向前、伍文俊、任碧莹等编著 (已出版)
- 有功源率因数校正技术 徐德鸿编著 (已出版)
- 固态感应加热电源技术及其应用 陈辉明、金天均、李胜川编著
- 电能质量控制技术 查晓明、孙建军、宫金武编著
- 功率变换器高频磁技术及其应用 陈为编著
- 双馈风力发电交流控制技术 杨淑英、张兴、曹仁贤、张崇巍编著
- 电力电子新器件及其制造技术 王彩琳编著
- 船舶电力推进系统 汤天浩、韩朝珍主编
- 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 设计与工艺 赵善麟、高勇、王彩琳编著
- 高性能多单元串联多电平变换器原理及实现 周京华、陈亚爱编著
- 新能源并网发电系统的低电压穿越和控制 耿华、刘淳、张兴、杨耕编著
- 异步电机无速度传感器高性能控制技术 张永昌、张虎、李正熙编著

已出版相关工具书目录

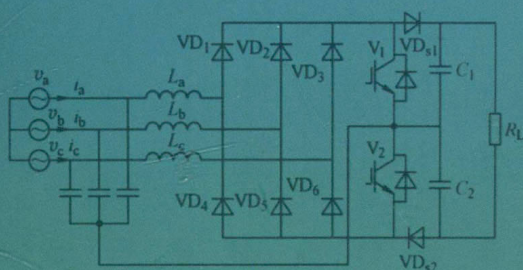
书 名	书 号	定价	出版时间
电气传动自动化技术手册(第3版)	978-7-111-33989-2	198	201105
高压变频器应用手册	978-7-111-26564-1	88	200905
低压变频器应用手册	978-7-111-26701-0	188	200905
电力电子设备设计 and 应用手册(第3版)	978-7-111-25571-0	188	200901
电力电子技术手册(译)	978-7-111-14261-6	118	200406
工业控制自动化技术实用手册	978-7-111-24703-6	98	200901
低压电器选用手册	978-7-111-24333-5	49	200808
电气工程师手册(第3版)	978-7-111-19818-5	128	200808
电气电子绝缘技术手册	978-7-111-22570-6	158	200801
电线电缆手册(第2版增订版)(第1册)	978-7-111-23975-8	138	200805
电线电缆手册(第2版增订版)(第2册)	978-7-111-25322-8	68	200901
电线电缆手册(第2版)(第3册)	978-7-111-28417-8	88	200911
光伏技术与工程手册	978-7-111-33935-9	198	201107
风电场工程技术手册	978-7-111-14023-8	88	201002
电气工程安装及调试技术手册新版(上、下册)	978-7-111-24228-4	398	200808

以上图书由全国各地新华书店经销。也可由中国科技金书网(WWW. golden-book. com) 订购, 联系电话: 010-68993821 010-88379639 010-88379641



电力电子新技术系列图书

New Technology Series in
Power Electronics



地址:北京市百万庄大街22号

邮政编码:100037

电话服务

社服务中心:010-88361066

销售一部:010-68326294

销售二部:010-88379649

读者购书热线:010-88379203

网络服务

教材网: <http://www.cmpedu.com>

机工官网: <http://www.cmpbook.com>

机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

封面无防伪标均为盗版

上架指导: 工业技术 / 电气工程 / 电力技术

ISBN 978-7-111-40752-2

封面设计◎马精明

ISBN 978-7-111-40752-2



9 787111 407522 >

定价: 49.80元